РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

учебное пособие для вузов

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов втузов

Москва
«Высшая школа» 1987

ББК 32.85
Р24
УДК 621.38

Г. И. Изъюрова, Г. В. Королев, В. А. Терехов, М. А. Ожогин, В. Н. Серов

Рецензенты: кафедра автоматизации проектирования Московского высшего технического училища им. Н. Э. Баумана (зав. кафедрой – проф. И. П. Норенков), кафедра электрофизики Московского энергетического института (зав. кафедрой – проф. В. Г. Миронов)

Р24 **Расчет** электронных схем. Примеры и задачи: Учеб. пособие для вузов по спец. электрон. техники/Г. И. Изъюрова, Г. В. Королев, В. А. Терехов и др.– М.: Высш. шк., 1987.– 335 с.; ил.

Книга содержит примеры расчета электронных устройств на полупроводниковых диодах, биполярных и полевых транзисторах, интегральных микросхемах. Каждая глава состоит из краткого теоретического введения (описания принципов работы приборов и устройств и основных соотношений для расчета), примеров расчета и задач для самостоятельного решения.

Р $\frac{2403000000-148}{001(01)-87}$ КБ-28-29-86

ББК 32.85
6ФО.3

© Издательство «Высшая школа», 1987

ПРЕДИСЛОВИЕ

В Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986–1990 годы и на период до 2000 года большое внимание уделяется электронизации народного хозяйства как важнейшему научно-техническому направлению развития электронно-вычислительной техники, робототехники, гибких автоматизированных производств, широкой электронизации машин и оборудования, выпускаемых для всех отраслей народного хозяйства.

Решение этих задач в настоящее время осуществляется путем развития новых принципов проектирования и промышленного изготовления электронной аппаратуры, разработки новой элементной базы, основанной на принципах микроэлектроники, открывающей широкие перспективы для значительного повышения надежности и улучшения габаритно-массовых показателей электронного оборудования.

Умение решать эти сложные научно-технические задачи – основная функция современного инженера электронной техники. Научить решать такие задачи – главная цель учебного процесса в вузах.

Очевидно, что для достижения успеха путь к сложным комплексным задачам должен начинаться с простого и с первого же дня пребывания студента в институте; далее он должен проходить через все дисциплины учебного плана. Именно поэтому в состав учебно-методического комплекта по каждому предмету должно входить пособие по решению задач. Решение учебных задач способствует более глубокому усвоению лекционного материала, прививает навыки использования теоретических знаний на практике, развивает мышление, помогает детальнее осознавать принцип действия различных электронных схем и возможности их практического применения.

Бóльшая часть задач и примеров учебного пособия сформулирована таким образом, что требуется понимание физической сущности процессов, происходящих в электронных устройствах и приборах, а не только знание их характеристик и параметров.

Расчет параметров и характеристик электронных приборов, а также схем с электронными приборами производится по формулам, полученным с использованием ряда допущений, раз-

личных методов упрощения и с учетом только определенных физических процессов, происходящих в реальных электронных приборах и схемах. Практические расчеты должны развивать у студентов четкое понимание пределов применимости тех или иных формул. Поэтому многие примеры и задачи составлены так, чтобы обратить внимание студентов на обоснованность использования определенных формул, на конкретное физическое содержание при данных условиях.

Учебное пособие предназначено в первую очередь для студентов вузов, обучающихся по специальностям «Автоматика и телемеханика», «Электронные вычислительные машины», «Промышленная электроника», «Автоматизированные системы управления», и может быть полезно студентам других специальностей, связанных с проектированием радиоэлектронной аппаратуры.

Материал учебного пособия распределен между авторами следующим образом: предисловие, гл. 1, 2 написаны В. А. Тереховым, гл. 3 – 5 и 7 – В. Н. Серовым, гл. 6 – Г. И. Изъюровой, гл. 10, 11, 12, 13 и 14 – Г. В. Королевым, гл. 8 и 9 – Г. В. Королевым и М. А. Ожогиным.

Авторы выражают глубокую благодарность рецензентам рукописи – коллективу кафедры «Автоматизация проектирования» Московского высшего технического училища им. Н. Э. Баумана (зав. кафедрой – проф. И. П. Норенков) и доц. кафедры «Электрофизика» Московского энергетического института (зав. кафедрой – проф. В. Г. Миронов) А. А. Голикову – за полезные замечания и советы.

Авторы искренне признательны доц. С. И. Баскакову, взявшему на себя труд по редактированию пособия.

Замечания и пожелания по улучшению содержания книги просим присылать по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

ГЛАВА 1
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

§ 1.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В *p-n*-ПЕРЕХОДЕ

Основным элементом большинства полупроводниковых приборов является электронно-дырочный переход (*p-n*-переход), представляющий собой переходный слой между двумя областями полупроводника, одна из которых имеет электронную электропроводность, другая – дырочную.

Разность потенциалов $\varphi_к$ в переходе, обусловленную градиентом концентрации носителей заряда, называют контактной разностью потенциалов:

$$\varphi_к = \frac{kT}{e} \ln \frac{N_а N_д}{n_i^2} = \frac{kT}{e} \ln \frac{p_p}{p_n}, \qquad (1.1)$$

где k – постоянная Больцмана; e – заряд электрона; T – температура; $N_а$ и $N_д$ – концентрации акцепторов и доноров в дырочной и электронной областях соответственно; p_p и p_n – концентрации дырок в *p*- и *n*-областях соответственно; n_i – собственная концентрация.

Обычно контактная разность потенциалов имеет порядок десятых долей вольт.

Толщину несимметричного резкого *p-n*-перехода рассчитывают по формуле

$$\Delta = \sqrt{\frac{2\varphi_к \varepsilon \varepsilon_0}{e} \left(\frac{1}{N_а} + \frac{1}{N_д} \right)}, \qquad (1.2)$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость материала полупроводника; ε_0 – диэлектрическая постоянная свободного пространства.

Толщина электронно-дырочных переходов имеет порядок от сотых долей до единиц микрометров.

Полупроводниковый прибор с *p-n*-переходом, имеющий два омических вывода, называют полупроводниковым диодом (рис. 1.1). Одна из областей *p-n*-структуры (p^+), называемая эмиттером, имеет бóльшую концентрацию основных носителей заряда, чем другая область, называемая базой.

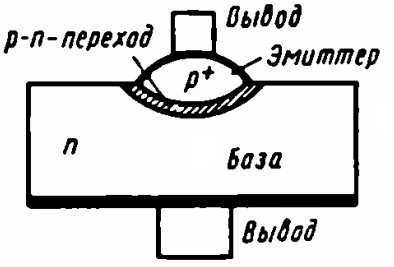


Рис. 1.1

Статическая вольт-амперная характеристика (ВАХ) полупроводникового диода изображена на рис. 1.2. Здесь же пунктиром показана теоретическая ВАХ электронно-дырочного перехода, определяемая соотношением

$$I = I_0 (e^{U/(m\varphi_T)} - 1), \qquad (1.3)$$

где I_0 – обратный ток насыщения (ток экстракции, обусловленный неосновными носителями заряда; значение его очень мало); U – напряжение на p-n-переходе; $\varphi_T = kT/e$ – температурный потенциал (k – постоянная Больцмана, T – температура, e – заряд электрона); m – поправочный коэффициент: $m = 1$ для германиевых p-n-переходов и $m = 2$ для кремниевых p-n-переходов при малом токе.

Кремниевые диоды имеют существенно меньшее значение обратного тока по сравнению с германиевыми вследствие более низкой концентрации неосновных носителей заряда. Обратная ветвь ВАХ у кремниевых диодов при данном масштабе практически сливается с осью абсцисс. Прямая ветвь ВАХ у кремниевых диодов расположена значительно правее, чем у германиевых.

Влияние температуры на вольт-амперные характеристики. На вольт-амперные характеристики диода оказывает существенное влияние температура окружающей среды. При увеличении температуры обратный ток насыщения увеличивается примерно в 2 раза у германиевых и в 2,5 раза у кремниевых диодов на каждые 10 °С. Для германиевых диодов

$$I_0(T) = I_{01} \cdot 2^{(T - T_1)/10}, \qquad (1.4)$$

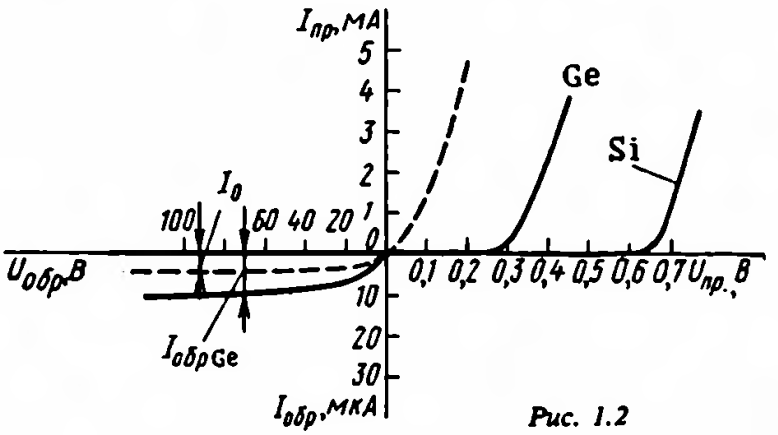


Рис. 1.2

где ток I_{01} измерен при температуре T_1.

Если через германиевый диод протекает постоянный ток, при изменении температуры падение напряжения на диоде изменяется приблизительно на 2,5 мВ/°С:

$$dU/dT \approx -2{,}5 \text{ мВ/°С}. \quad (1.5)$$

Для диодов в интегральном исполнении dU/dT составляет от $-1{,}5$ мВ/°С в нормальном режиме до -2 мВ/°С в режиме микротоков.

Максимально допустимое увеличение обратного тока диода определяет максимально допустимую температуру диода, которая составляет 80 – 100 °С для германиевых диодов и 150 – 200 °С для кремниевых.

Минимально допустимая температура диода лежит в пределах $-(60 \div 70)$°С.

Дифференциальным сопротивлением диода называют отношение приращения напряжения на диоде к вызванному им приращению тока:

$$r_{диф} = dU/dI. \quad (1.6)$$

Из выражения (1.3) следует, что

$$r_{диф} \approx \varphi_т/I. \quad (1.7)$$

Пробой диода. При обратном напряжении диода свыше определенного критического значения наблюдается резкий рост обратного тока (рис. 1.3). Это явление называют пробоем диода. Пробой диода возникает либо в результате воздействия сильного электрического поля в *p-n*-переходе (рис. 1.3, кривая *а*) (электрический пробой может быть туннельным или лавинным), либо в результате разогрева перехода при протекании тока большого значения и при недостаточном теплоотводе, не обеспечивающем устойчивость теплового режима перехода (рис. 1.3, кривая *б*) (тепловой пробой). Электрический пробой обратим, т. е. он не приводит к повреждению диода, и при снижении обратного напряжения свойства диода сохраняются. Тепловой пробой является необратимым. Нормальная работа диода в качестве элемента с односторонней проводимостью возможна лишь в режимах, когда обратное напряжение не превышает пробивного значения. Возможность теплового пробоя диода учитывает-

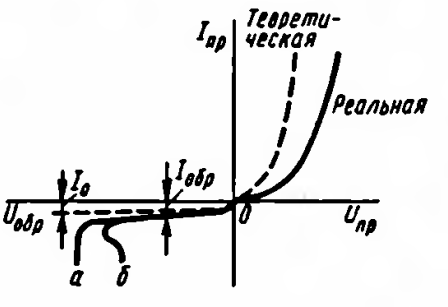


Рис. 1.3

ся указанием в паспорте на прибор допустимого обратного напряжения $U_{обр\,max}$ и температурного диапазона работы. Напряжение пробоя зависит от типа диода и температуры окружающей среды.

Значение допустимого обратного напряжения устанавливается с учетом исключения возможности электрического пробоя и составляет $(0{,}5 \div 0{,}8)\ U_{проб}$.

Емкости диода. Принято говорить об общей емкости диода $C_д$, измеренной между выводами диода при заданных напряжении смещения и частоте. Общая емкость диода равна сумме барьерной емкости $C_б$, диффузионной емкости $C_{диф}$ и емкости корпуса прибора $C_к$.

Барьерная (зарядная) емкость обусловлена нескомпенсированным объемным зарядом, сосредоточенным по обе стороны от границы *p-n*-перехода.

Барьерная емкость равна отношению приращения заряда на *p-n*-переходе к вызвавшему его приращению напряжения:

$$C_б = \frac{dQ}{dU} = П\sqrt{\frac{\varepsilon e N_д}{2(\varphi_к + U)}}, \qquad (1.8)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость полупроводникового материала; П – площадь *p-n*-перехода.

Из формулы (1.8) следует, что барьерная емкость зависит от площади перехода П, напряжения на переходе U, а также от концентрации примесей. Модельным аналогом барьерной емкости может служить емкость плоского конденсатора, обкладками которого являются *p-* и *n*-области, а диэлектриком служит *p-n*-переход, практически не имеющий подвижных зарядов. Значение барьерной емкости колеблется от десятков до сотен пикофарад; изменение этой емкости при изменении напряжения может достигать десятикратной величины.

Диффузионная емкость. Изменение величины объемного заряда неравновесных электронов и дырок, вызванное изменением прямого напряжения, можно рассматривать как следствие наличия так называемой диффузионной емкости, которая включена параллельно барьерной емкости.

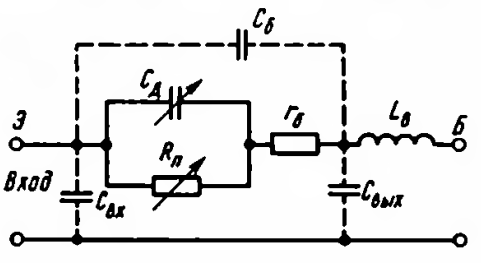


Рис. 1.4

Диффузионная емкость

$$C_{диф} \cong \frac{e}{kT} I_{пр}\tau, \qquad (1.9)$$

где τ – время жизни носителей заряда; $I_{пр}$ – прямой ток.

Значения диффузионной емкости могут иметь порядок от сотен до тысяч пикофарад. Поэтому при прямом напряжении емкость p-n-перехода определяется преимущественно диффузионной емкостью, а при обратном напряжении – барьерной емкостью.

Схема замещения полупроводникового диода изображена на рис. 1.4. Здесь $C_д$ – общая емкость диода, зависящая от режима; $R_п$ – сопротивление перехода, значение которого определяют с помощью статической ВАХ диода ($R_п = U/I$); $r_б$ – распределенное электрическое сопротивление базы диода, его электродов и выводов.

Иногда схему замещения дополняют емкостью между выводами диода $C_в$, емкостями $C_{вх}$ и $C_{вых}$ (показаны пунктиром) и индуктивностью выводов $L_в$.

§ 1.2. ТИПЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Выпрямительные диоды используют для выпрямления переменных токов частотой 50 Гц – 100 кГц. Основные параметры выпрямительных диодов даются применительно к их работе в однополупериодном выпрямителе с активной нагрузкой (без конденсатора, сглаживающего пульсации).

Среднее прямое напряжение $U_{пр.ср}$ – среднее за период прямое напряжение на диоде при протекании через него максимально допустимого выпрямленного тока.

Средний обратный ток $I_{обр.ср}$ – средний за период обратный ток, измеряемый при максимальном обратном напряжении.

Максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр\,max}$ ($U_{обр.и\,max}$) – наибольшее постоянное (или импульсное) обратное напряжение, при котором диод может длительно и надежно работать.

Максимально допустимый выпрямленный ток $I_{вп.ср\,max}$ – средний за период ток через диод (постоянная составляющая), при котором обеспечивается его надежная длительная работа.

Превышение максимально допустимых величин $U_{обр\,max}$, $U_{обр.и\,max}$, $I_{вп.ср\,max}$ ведет к резкому сокращению срока службы или пробою диода.

Максимальная частота f_{max} – наибольшая частота подводимого напряжения, при которой выпрямитель на данном диоде работает достаточно эффективно, а нагрев диода не превышает допустимой величины.

Высокочастотные (универсальные) и импульсные диоды применяют для выпрямления токов, модуляции и детектирования сигналов с частотами до нескольких сотен мегагерц. Импульсные диоды используют в качестве

ключевых элементов в устройствах с микросекундной и наносекундной длительностью импульсов.

Максимально допустимые обратные напряжения $U_{обр\,max}$ ($U_{обр.и\,max}$) – постоянные (импульсные) обратные напряжения, превышение которых резко сокращает долговечность диода или приводит к его немедленному повреждению.

Постоянное прямое напряжение $U_{пр}$ – падение напряжения на диоде при протекании через него постоянного прямого тока $I_{пр}$, заданного ГОСТом или ТУ.

Постоянный обратный ток $I_{обр}$ – ток через диод при постоянном обратном напряжении на нем; измеряется, как правило, при максимальном обратном напряжении $U_{обр\,max}$. Чем меньше $I_{обр}$, тем качественнее диод.

Емкость диода $C_д$ – емкость между выводами при заданном напряжении. При увеличении обратного напряжения (по модулю) емкость $C_д$ уменьшается.

При коротких импульсах необходимо учитывать инерционность процессов включения и выключения диода.

Время восстановления обратного сопротивления $t_{вос}$ – интервал времени от момента переключения до момента, когда обратный ток уменьшается до заданного уровня отсчета $I_{отс}$. Если на диод, через который протекал прямой ток, подать обратное напряжение, то диод закроется не мгновенно; возникает импульс обратного тока, превышающий его установившееся значение. Этот импульс обусловлен рассасыванием накопленного в базе диода заряда переключения $Q_{пк}$. Приближенно $Q_{пк} \approx t_{вос} I_{обр.и}$.

Там, где требуется малое время переключения, используют диоды Шотки. Они имеют переход металл – полупроводник, который обладает выпрямительным эффектом. Накопление заряда в переходе этого типа выражено слабо. Поэтому время переключения может быть уменьшено до значений порядка 100 пс. Другой особенностью этих диодов является малое (по сравнению с обычными кремниевыми диодами) прямое напряжение, составляющее около 0,3 В.

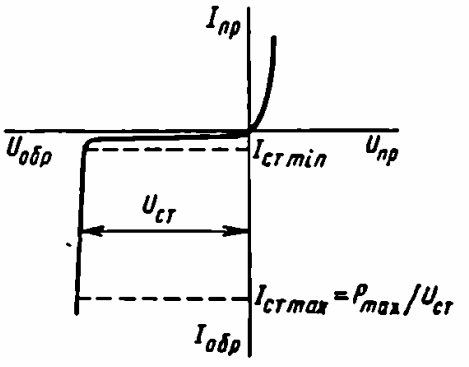


Рис. 1.5

Стабилитроны предназначены для стабилизации напряжения на нагрузке при изменении питающего напряжения или сопротивления нагрузки, для фиксации уровня напряжения и т. д.

Для стабилитронов рабо-

чим является участок пробоя ВАХ в области обратных напряжений (рис. 1.5). На этом участке напряжение на диоде остается практически постоянным при изменении тока диода.

Стабилитрон характеризуется следующими параметрами:

напряжение стабилизации $U_{ст}$ – напряжение на стабилитроне в рабочем режиме (при заданном токе стабилизации);

минимальный ток стабилизации $I_{ст\,min}$ – наименьшее значение тока стабилизации, при котором режим пробоя устойчив;

максимально допустимый ток стабилизации $I_{ст\,max}$ – наибольший ток стабилизации, при котором нагрев стабилитронов не выходит за допустимые пределы.

Дифференциальное сопротивление $r_{ст}$ – отношение приращения напряжения стабилизации к вызывающему его приращению тока стабилизации: $r_{ст} = \Delta U_{ст}/\Delta I_{ст}$. К параметрам стабилитронов также относят *максимально допустимый прямой ток* I_{max}, *максимально допустимый импульсный ток* $I_{пр.и\,max}$, *максимально допустимую рассеиваемую мощность* P_{max}.

Варикап – полупроводниковый диод, предназначенный для применения в качестве элемента с электрически управляемой емкостью. При увеличении обратного напряжения емкость варикапа уменьшается по закону

$$C_U = C_0 [\varphi_к/(\varphi_к + U)]^{1/n}, \qquad (1.10)$$

где C_U – емкость диода; C_0 – емкость диода при нулевом обратном напряжении; $\varphi_к$ – контактная разность потенциалов; n – коэффициент, зависящий от типа варикапа ($n = 2 \div 3$). Варикап, предназначенный для умножения частоты сигнала, называют варактором.

К основным параметрам варикапа относят *коэффициент перекрытия по емкости* k_C – отношение емкостей варикапа при двух крайних значениях обратного напряжения; *добротность* Q – отношение реактивного сопротивления на заданной частоте сигнала к сопротивлению потерь при заданной емкости или обратном напряжении; *обратный ток варикапа* $I_{обр}$ – постоянный ток, протекающий через варикап в обратном направлении при заданном обратном напряжении. К параметрам предельного режима относят *максимально допустимое постоянное обратное напряжение* $U_{обр\,max}$ и *максимально допустимую рассеиваемую мощность* P_{max}.

Туннельный диод имеет ВАХ (рис. 1.6, *а*), которая содержит участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (отношением приращения напряжения к приращению тока). Это позволяет использовать такой диод в усилителях и генераторах электрических колебаний, а также в импульсных

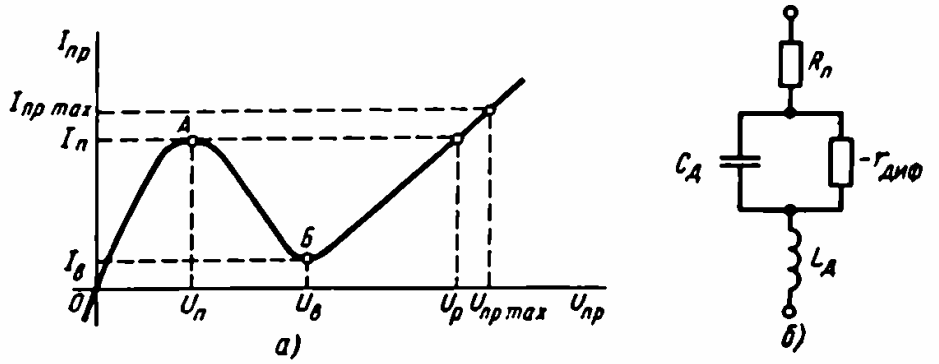


Рис. 1.6

устройствах. Качество диода определяют протяженность и крутизна «падающего» участка ВАХ. Частотные свойства диода, работающего при малых уровнях сигнала на участке с отрицательным дифференциальным сопротивлением, определяются параметрами элементов эквивалентной схемы (рис. 1.6,*б*). Активная составляющая полного сопротивления имеет отрицательный знак вплоть до частоты

$$f_R = \sqrt{r_{диф}/R_п - 1}/(2\pi r_{диф} C_д). \qquad (1.11)$$

Усиление и генерирование колебаний возможно на частотах, не превышающих f_R.

Основные параметры туннельного диода следующие: *пиковый ток* $I_п$ – прямой ток в точке максимума ВАХ, при котором $dI/dU = 0$; *ток впадины* $I_в$ – прямой ток в точке минимума его характеристики, при котором $dI/dU = 0$; *отношение токов* $I_п/I_в$; *напряжение пика* $U_п$ – прямое напряжение, соответствующее току пика; *напряжение впадины* $U_в$ – прямое напряжение, соответствующее току впадины; *напряжение раствора* $U_р$ – прямое напряжение, большее напряжения впадины, при котором ток равен пиковому; *индуктивность* $L_д$ – полная последовательная индуктивность диода при заданных условиях; *удельная емкость* $C_д/I_п$ – отношение емкости туннельного диода к пиковому току; *дифференциальное сопротивление* $r_{диф}$ – величина, обратная крутизне ВАХ; *резонансная частота туннельного диода* f_0 – расчетная частота, при которой общее реактивное сопротивление *p-n*-перехода и индуктивности корпуса туннельного диода обращается в нуль; *предельная резистивная частота* f_R – расчетная частота, при которой активная составляющая полного сопротивления последовательной цепи, состоящей из *p-n*-перехода и сопротивления потерь, обращается в нуль; *шумовая постоянная туннельного диода* $K_ш$ – величина, определяющая коэффициент шума диода; *сопротивление по-*

тель туннельного диода $R_п$ – суммарное сопротивление кристалла, контактных присоединений и выводов.

К максимально допустимым параметрам относят *максимально допустимый постоянный прямой ток туннельного диода* $I_{пр\,max}$, *максимально допустимый прямой импульсный ток* $I_{пр.и\,max}$, максимально допустимый постоянный обратный ток $I_{обр\,max}$, максимально допустимую мощность СВЧ $P_{СВЧ\,max}$, рассеиваемую диодом.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

1.1. Имеется сплавной германиевый *p-n*-переход с концентрацией $N_д = 10^3 N_а$, причем на каждые 10^8 атомов германия приходится один атом акцепторной примеси. Определить контактную разность потенциалов при температуре $T = 300$ К (концентрации атомов N и ионизованных атомов n_i принять равными $4{,}4 \cdot 10^{22}$ и $2{,}5 \cdot 10^{13}$ см$^{-3}$ соответственно).

Решение

Определим концентрацию акцепторных атомов:

$$N_а = N/10^8 = 4{,}4 \cdot 10^{22}/10^8 = 4{,}4 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$$

($N = 4{,}4 \cdot 10^{22}$ см$^{-3}$ – концентрация атомов германия).

Концентрация атомов доноров $N_д = 4{,}4 \cdot 10^{17}$ см$^{-3}$.

Контактная разность потенциалов

$$\varphi_к = \frac{kT}{e} \ln \frac{N_а N_д}{n_i^2} = 0{,}0258 \ln \frac{4{,}4 \cdot 10^{17} \cdot 4{,}4 \cdot 10^{14}}{(2{,}5 \cdot 10^{13})^2} \cong 0{,}33 \text{ В}.$$

1.2. Удельное сопротивление *p*-области германиевого *p-n*-перехода $\rho_p = 2$ Ом·см, удельное сопротивление *n*-области $\rho_n = 1$ Ом·см. Вычислить контактную разность потенциалов (высоту потенциального барьера) при $T = 300$ К, если подвижности электронов и дырок в германии соответственно равны $\mu_n = 0{,}39$ и $\mu_p = 0{,}19$ м^2/(В·с).

Решение

Известно, что удельное сопротивление *p*-области полупроводника

$$\rho_p = \frac{1}{\sigma_p} \approx \frac{1}{N_а e \mu_p},$$

где $N_а$ – концентрация акцепторов; e – заряд электрона; μ_p – подвижность дырок. Отсюда

$$N_а = \frac{1}{\rho_p e \mu_p} = \frac{1}{2 \cdot 1{,}602 \cdot 10^{-19} \cdot 1900} = 1{,}65 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}.$$

Аналогично найдем концентрацию доноров в n-области полупроводника:

$$N_д = \frac{1}{\rho_n e \mu_n} = \frac{1}{1 \cdot 1{,}602 \cdot 10^{-19} \cdot 3900} = 1{,}6 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}.$$

Контактная разность потенциалов

$$\varphi_к = \frac{kT}{e} \ln \frac{N_а N_д}{n_i^2} = 0{,}0258 \ln \frac{1{,}65 \cdot 10^{15} \cdot 1{,}6 \cdot 10^{15}}{(2{,}5 \cdot 10^{13})^2} \approx 0{,}22 \text{ В}.$$

1.3. Германиевый сплавной p-n-переход имеет обратный ток насыщения $I_0 = 1$ мкА, а кремниевый с такими же размерами – ток $I_0 = 10^{-8}$ А. Вычислить и сравнить прямые напряжения на переходах при $T = 293$ К, если через каждый диод протекает ток 100 мА.

Решение

Ток диода определим по формуле

$$I = I_0 (e^{eU/(kT)} - 1),$$

где I_0 – обратный ток насыщения.

Для германиевого p-n-перехода

$$100 \cdot 10^{-3} = 10^{-6} e^{1{,}602 \cdot 10^{-19} U/(1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 293)},$$

откуда $U = 288$ мВ.

Аналогично, для кремниевого p-n-перехода при $I_0 = 10^{-8}$ А $U = 407$ мВ.

1.4. Кремниевый p-n-переход имеет следующие данные: ширина p-n-перехода $\Delta = 10^{-3}$ см, концентрация акцепторных примесей $N_а = 10^{19}$ см$^{-3}$, концентрация донорных примесей $N_д = 2 \cdot 10^{16}$ см$^{-3}$, площадь поперечного сечения $П = 10^{-4}$ см^2, длина областей $l_n = 10^{-4}$ см, $l_p = 10^{-3}$ см, коэффициенты диффузии неосновных носителей $D_p = 8$ см^2/с; $D_n = 25$ см^2/с, концентрация собственных носителей заряда $n_i = 1{,}5 \cdot 10^{10}$ см$^{-3}$. Определить: а) обратный ток насыщения I_0, б) прямой ток и падение напряжения на объемах p- и n-областей при прямом напряжении, равном 0,65 В.

Решение

а) Так как $N_а \gg N_д$, то обратный ток насыщения определим из выражения

$$I_0 = \frac{e П n_i^2 D_n}{\Delta N_д} = \frac{1{,}602 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{-4} (1{,}5)^2 \cdot 10^{20} \cdot 25}{10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{16}} = 4{,}5 \cdot 10^{-15} \text{ А}.$$

б) Для прямого напряжения, равного 0,65 В, ток

$$I = I_0 e^{eU/(kT)} = 4{,}5 \cdot 10^{-15} e^{0{,}65 \cdot 1{,}602 \cdot 10^{-19}/(1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300)} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ А}.$$

Сопротивления объемов p- и n-областей определим по формуле

$$R = \rho l/\Pi,$$

где ρ – удельное сопротивление; l – длина областей; Π – площадь p-n-перехода.

Для n-области, где $n \gg p$, удельное сопротивление можно вычислить по формуле

$$\rho_n = 1/(e\mu_n n) = 3 \cdot 10^{-1} \text{ Ом} \cdot \text{см}.$$

Следовательно, сопротивление n-области

$$R = \frac{3 \cdot 10^{-1} \cdot 10^{-4}}{10^{-4}} = 0{,}3 \text{ Ом}.$$

Для p-области, где $p \gg n$ и $\rho_p = 1/(e\mu_p p) = 2 \cdot 10^{-3}$ Ом · см, сопротивление

$$R = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3}/10^{-4} = 2 \cdot 10^{-2} \text{ Ом}.$$

При токе, равном $4 \cdot 10^{-4}$ А, падение напряжения на сопротивлениях объемов p- и n-областей равно $1{,}3 \cdot 10^{-4}$ В.

1.5. Германиевый диод, имеющий обратный ток насыщения $I_0 = 25$ мкА, работает при прямом напряжении, равном 0,1 В, и $T = 300$ К. Определить сопротивление диода постоянному току R_0 и дифференциальное сопротивление $r_{диф}$.

Решение

Найдем ток диода при прямом напряжении $U = 0{,}1$ В по формуле $I = I_0 (e^{eU/(kT)} - 1) = 25 \cdot 10^{-6} (e^{1{,}6 \cdot 10^{-19} \cdot 0{,}1/(1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300)} - 1) =$ $= 1{,}17$ мА.

Тогда сопротивление диода постоянному току

$$R_0 = U/I = 0{,}1/(1{,}17 \cdot 10^{-3}) = 85 \text{ Ом}.$$

Вычислим дифференциальное сопротивление, используя формулу

$$r_{диф}^{-1} = \frac{dI}{dU} = I_0 \left(\frac{e}{kT}\right) e^{eU/(kT)} = 25 \cdot 10^{-6} \cdot 38{,}6 \cdot 48 = 46 \cdot 10^{-3} \text{ См},$$

откуда

$$r_{диф} = 1/(46 \cdot 10^{-3}) = 21{,}6 \text{ Ом}.$$

Приближенно с учетом того, что $I \gg I_0$,

$$r_{диф}^{-1} = \frac{dI}{dU} = \left(\frac{e}{kT}\right)(I + I_0) \approx \frac{e}{kT} I,$$

откуда

$$r_{диф} \approx \frac{kT}{eI} = \frac{1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1{,}602 \cdot 10^{-19} \cdot 1{,}17 \cdot 10^{-3}} = 22 \text{ Ом}.$$

1.6. Для идеального p-n-перехода определить: а) напряжение, при котором обратный ток будет достигать 90% значения обратного тока насыщения при $T = 300$ К; б) отношение тока при прямом напряжении, равном 0,05 В, к току при том же значении обратного напряжения.

Решение

а) Известно, что при $T = 300$ К температурный потенциал

$$\varphi_т = \frac{kT}{e} = \frac{1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1{,}602 \cdot 10^{-19}} = T/11\,600 \approx 0{,}026 \text{ В}.$$

Ток диода

$$I = I_0 (e^{U/\varphi_т} - 1).$$

По условию задачи,

$$0{,}9 I_0 = I_0 (e^{U/0{,}026} - 1),$$

откуда

$$U = 0{,}026 \cdot (-2{,}3) = -0{,}06 \text{ В}.$$

б) Определим отношение прямого тока к обратному при напряжениях 0,05 и $-0{,}05$ В:

$$\frac{I_{пр}}{I_{обр}} = \frac{I_0 (e^{50/26} - 1)}{I_0 (e^{-50/26} - 1)} = \frac{e^{1{,}92} - 1}{e^{-1{,}92} - 1} \approx -7.$$

1.7. В некотором идеальном p-n-переходе обратный ток насыщения $I_0 = 10^{-14}$ А при $T = 300$ К и $I_0 = 10^{-9}$ А при $T = 125\,°C$. Определить напряжения на p-n-переходе в обоих случаях, если прямой ток равен 1 мА.

Решение

Из уравнения ВАХ перехода $I = I_0 (e^{eU/(kT)} - 1)$ имеем $I/I_0 = e^{eU/(kT)}$.

Логарифмируя и решая это уравнение относительно U, получаем

$$U = \frac{kT}{e} \ln (I/I_0 + 1).$$

При $T = 300$ К

$$U = 0{,}026 \ln (10^{-3}/10^{-14} + 1) = 0{,}026 \cdot 25{,}3 = 0{,}66 \text{ В}.$$

При $T = 125\,°C$

$$U = 0{,}036 \ln (10^{-3}/10^{-9} + 1) = 0{,}5 \text{ В}.$$

Такая температурная зависимость характерна для кремниевых диодов.

1.8. Определить, во сколько раз увеличивается обратный ток насыщения сплавного p-n-перехода диода, если температура увеличивается: а) от 20 до 80 °С для германиевого диода; б) от 20 до 150 °С для кремниевого диода.

Решение

Зависимость обратного тока насыщения от температуры выражается следующим уравнением:

$$I_0 = kT^m e^{U_{g0}/(\eta\varphi_T)},$$

где k – постоянная; $E_{g0} = eU_{g0}$ – ширина запрещенной зоны при $T = 0$ К; $\varphi_T = kT/e$ – температурный потенциал.

Известно, что для германия $\eta = 1$, $m = 2$, $U_{g0} = 0{,}785$ В; для кремния $\eta = 2$, $m = 1{,}5$, $U_{g0} = 1{,}21$ В.

Следовательно, для германия обратный ток насыщения

$$I_0 = kT^2 e^{-0{,}785/\varphi_T}.$$

При $T = 80\,°C$, или $T = 353$ К, имеем

$$\varphi_T = 353/11600 = 0{,}0304 \text{ В}.$$

Таким образом,

$$I_{0(T = 80\,°C)} = k(353)^2 e^{-0{,}785/0{,}0304}.$$

При $T = 20\,°C$, или $T = 293$ К,

$$\varphi_T = 293/11600 = 0{,}0253 \text{ В}.$$

Тогда

$$I_{0(T = 20\,°C)} = k(293)^2 e^{-0{,}785/0{,}0253}$$

Следовательно,

$$\frac{I_{0(T = 80\,°C)}}{I_{0(T = 20\,°C)}} = \frac{k(353)^2 e^{-0{,}785/0{,}0304}}{k(293)^2 e^{-0{,}785/0{,}0253}} = 263.$$

Для кремниевого диода

$$I_0 = kT^{1{,}5} e^{-1{,}21/(2\varphi_T)}.$$

При $T = 150\,°C$, или $T = 423$ К, температурный потенциал

$$\varphi_T = 423/11600 = 0{,}0364 \text{ В};$$

тогда

$$I_{0(T=150\,^{\circ}C)} = k(423)^{1.5}e^{-1,21/(2\cdot 0,0364)}.$$

Так как при температуре $T = 20\,^{\circ}C$, или $T = 293$ К, $\varphi_т = 0,025$ В, то

$$I_{(T=20\,^{\circ}C)} = k(293)^{1.5}e^{-1,21/(2\cdot 0,0253)}.$$

Отношение токов

$$\frac{I_{0(T=150\,^{\circ}C)}}{I_{(T=20\,^{\circ}C)}} = \frac{(423)^{1.5}e^{-16,6}}{(293)^{1.5}e^{-23,9}} = 2568.$$

1.9. Барьерная емкость диода равна 200 пФ при обратном напряжении 2 В. Какое требуется обратное напряжение, чтобы уменьшить емкость до 50 пФ, если контактная разность потенциалов $\varphi_к = 0,82$ В?

Решение

Барьерная емкость резкого p-n-перехода определяется по формуле

$$C_б = \left[\frac{\varepsilon e N_а N_д}{2(N_а + N_д)}\right]^{1/2} U^{-1/2},$$

где U – напряжение на p-n-переходе; $N_а$ и $N_д$ – концентрация примесей на каждой из сторон p-n-перехода.

Следовательно, для данного диода

$$C_б = k(U_{обр} + \varphi_к)^{1/2},$$

где k – некоторая постоянная; $U_{обр}$ – обратное напряжение; $\varphi_к$ – контактная разность потенциалов.

При $U_{обр} = 2$ В величина $C_б = 200$ пФ, тогда

$$k = 200 \cdot 10^{-12}(2 + 0,82)^{1/2} = 3,35 \cdot 10^{-10}\ \text{пФ} \cdot \text{В}^{1/2}.$$

Находим обратное напряжение, при котором $C_б = 50$ пФ:

$$50 \cdot 10^{-12} = \frac{3,35 \cdot 10^{-10}}{(U_{обр} + 0,82)^{1/2}},$$

откуда $U_{обр} = 44,1$ В.

1.10. Обратный ток насыщения диода с барьером Шотки равен 2 мкА. Диод соединен последовательно с резистором и источником постоянного напряжения смещения $E = 0,2$ В так, что на диод подается прямое напряжение. Определить сопротивление резистора, если падение напряжения на нем равно 0,1 В. Диод работает при $T = 300$ К.

Решение

Определим ток диода:

$$I = I_0 (e^{eU/(kT)} - 1),$$

где I_0 – обратный ток насыщения; U – прямое напряжение.

Так как падение напряжения на резисторе равно 0,1 В, то напряжение на диоде $U = E - U_R = 0{,}2 - 0{,}1 = 0{,}1$ В. Отсюда ток диода

$$I = 2 \cdot 10^{-6} \left(e^{\frac{1{,}6 \cdot 10^{-19} \cdot 0{,}1}{1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}} - 1 \right) = 93 \text{ мкА}.$$

Следовательно,

$$R = U/I = 0{,}1/(9{,}3 \cdot 10^{-6}) \cong 1{,}1 \text{ кОм}.$$

1.11. Определить ток диода I с идеализированной ВАХ, текущий в цепи, показанной на рис. 1.7, *а*, если $E = 5$ В, $R = 1$ кОм, обратный ток насыщения $I_0 = 10^{-12}$ А, температура $T = 300$ К.

Решение

Задачу решим графоаналитическим способом. Используя значение $I_0 = 10^{-12}$ А и задаваясь напряжением диода, построим вначале ВАХ диода в соответствии с уравнением

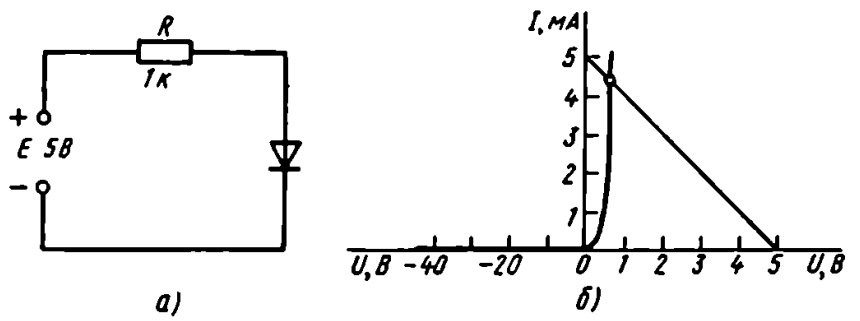
$$I = I_0 (e^{eU/(kT)} - 1).$$

Вольт-амперная характеристика показана на рис. 1.7, *б*.

На том же графике построим нагрузочную прямую, используя уравнение

$$I = (E - U)/R.$$

Точка пересечения нагрузочной прямой с ВАХ дает решение задачи. Из построения следует, что $I = 4{,}5$ мА.



а) *б)*

Рис. 1.7

1.12. Идеальный диод включен в схему, изображенную на рис. 1.8. Определить выходное напряжение.

Решение

Так как на диод подано обратное напряжение, то можно предположить, что обратное сопротивление диода составляет несколько сотен килоом или больше. Следовательно, можно считать, что практически все напряжение падает на диоде, т. е. $U_{вых} = 15$ В.

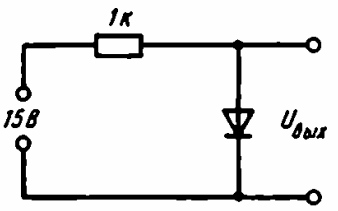


Рис. 1.8

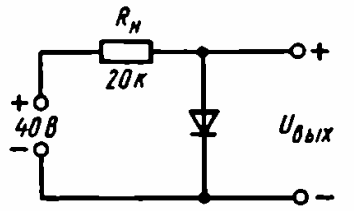


Рис. 1.9

1.13. Определить выходное напряжение в схеме, изображенной на рис. 1.9, если при комнатной температуре используется кремниевый диод, имеющий обратный ток насыщения $I_0 = 10$ мкА.

Решение

Так как на диод подано прямое напряжение, то сопротивление кремниевого диода будет малым и ток в схеме будет определяться в основном сопротивлением резистора $R_н = 20$ кОм. Следовательно, $I = 40/(20 \cdot 10^3) = 2$ мА. Подставив это значение в уравнение тока полупроводникового диода и решив его относительно U, получим:

$$I = I_0(e^{eU/(kT)} - 1);$$

$$2 \cdot 10^{-3} = 10 \cdot 10^{-6}(e^{eU/(kT)} - 1);$$

$$e^x = 201;\ x = eU/(kT) = 5{,}30;\ kT/e \approx 26 \text{ мВ}.$$

Следовательно,

$$U_{вых} = 5{,}30 \cdot 26 \text{ мВ} = 0{,}138 \approx 0{,}14 \text{ В}.$$

1.14. Определить выходное переменное напряжение $U_{вых}$ схемы на рис. 1.10, если работа происходит при комнатной температуре.

Решение

Выходное переменное напряжение будет равно переменной составляющей напряжения на диоде. Положение рабочей

точки определяется постоянной составляющей тока диода $I = 20/(10 \cdot 10^3) = 2$ мА. Прямое дифференциальное сопротивление диода находим по формуле $r_{диф.пр} = kT/(eI) = 26 \cdot 10^{-3}/(2 \cdot 10^{-3}) = 13$ Ом. Поэтому

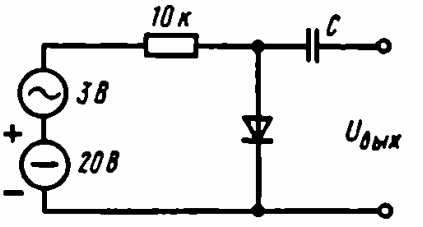


Рис. 1.10

$$U_{вых} = 3 \cdot 13/(13 + 10 \cdot 10^3) = 3{,}9 \text{ мВ}.$$

1.15. Дана цепь, изображенная на рис. 1.11, *а*. Определить значение и форму выходного напряжения U_2, предполагая, что диод представляет собой идеальный вентиль. ВАХ диода и его эквивалентная схема изображены на рис. 1.11, *б*, *в* соответственно.

Решение

При положительной полуволне подводимого напряжения на диод подается прямое напряжение, при отрицательной – обратное. Представляя диод в качестве идеального вентиля, изобразим эквивалентные схемы цепи для положительной (рис. 1.11, *г*) и отрицательной (рис. 1.11, *д*) полуволн подводимого напряжения.

При положительном входном напряжении U_1 выходное напряжение $U_2 = U_1$; при отрицательном напряжении на диоде ток диода, а следовательно, ток и напряжение на резисторе равны нулю. Графики входного и выходного напряжений показаны на рис. 1.11, *е*, *ж*.

В действительности выходное напряжение должно быть несколько меньше (69 или 69,5 В), так как имеется падение напряжения на диоде. Поскольку это напряжение мало, им можно

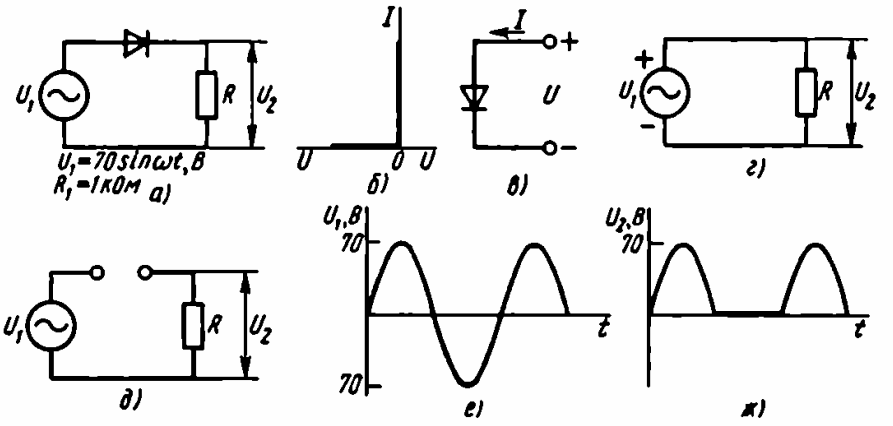


Рис. 1.11

пренебречь. Однако его следует учитывать при малых подводимых напряжениях. Если, например, $U_1 = +2$ В, то, согласно схеме, выходное напряжение тоже должно быть равно 2 В. В действительности выходное напряжение с учетом падения напряжения на диоде будет равно около 1,3 В для кремниевого диода или 1,7 В для германиевого диода.

1.16. Диод представлен моделью для большого сигнала (рис. 1.12, *а*) и имеет ВАХ, изображенную на рис. 1.12, *б*.

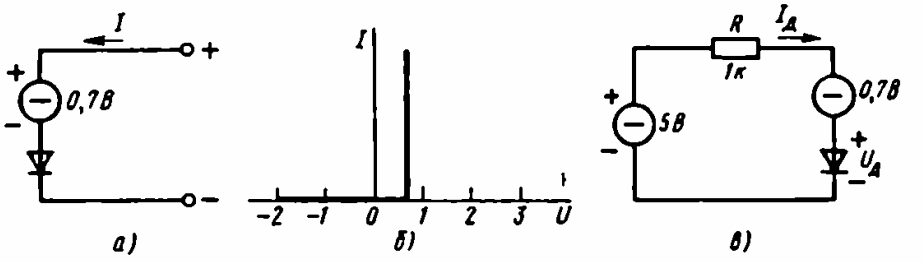


Рис. 1.12

Определить ток в цепи, показанной на рис. 1.12, *в*. Сравнить результат с ответом, полученным в задаче 1.11. Считать, что диод кремниевый.

Решение

По второму закону Кирхгофа для контура на рис. 1.12, *в*

$$-5 + 1000I_д + 0{,}7 + U_д = 0.$$

Из этого выражения следует, что на идеальном вентиле и на резисторе должно падать напряжение 4,3 В. Так как, согласно указанной полярности, вентиль смещен в прямом направлении, то падение напряжения на нем отсутствует ($U_д = 0$). Следовательно, напряжение 4,3 В падает только на резисторе. По закону Ома, ток диода $I_д = 4{,}3/10^3$ А $= 4{,}3$ мА.

1.17. Рассчитать простейшую схему выпрямителя без сглаживающего фильтра для выпрямления синусоидального напряжения с действующим значением $U = 700$ В, используя диоды типа Д226Б.

Решение

Определим амплитудное значение синусоидального напряжения: $U_m = \sqrt{2}\,U = \sqrt{2} \cdot 700 \approx 1000$ В. Это напряжение в простейшей схеме выпрямления будет обратным. Так как $U_{обр\,max}$ у диодов Д226Б при максимальной рабочей температуре составляет 300 В, то для выпрямления необходимо применить цепочку последовательно соединенных диодов. Но из-за больших разбросов обратных сопротивлений диодов (обратные сопро-

тивления диодов одного и того же типа могут отличаться в несколько раз) диоды необходимо шунтировать резисторами.

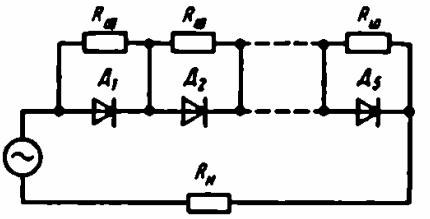


Рис. 1.13

Необходимое число диодов n определим по формуле $n = U_m/(k_н U_{обр\,max})$, где $k_н$ – коэффициент нагрузки по напряжению (может принимать значения от 0,5 до 0,8). Пусть $k_н = 0{,}7$, тогда

$$n = 1000/(0{,}7 \cdot 300) = 4{,}76.$$

Возьмем $n = 5$.

Значения сопротивлений шунтирующих резисторов определим по формуле

$$R_ш \leqslant \frac{nU_{обр\,max} - 1{,}1U_m}{(n-1)I_{обр\,max}},$$

где коэффициент 1,1 учитывает 10%-ный разброс сопротивлений применяемых резисторов; $I_{обр\,max}$ – обратный ток при максимально допустимой температуре.

Из справочника находим, что $I_{обр\,max} = 300$ мкА. Тогда, подставляя числовые значения величин в формулу для $R_ш$, получаем

$$R_ш \leqslant \frac{5 \cdot 300 - 1{,}1 \cdot 1000}{(5-1) \cdot 300 \cdot 10^{-6}} = 333 \text{ кОм}.$$

Возьмем $R_ш = 300$ кОм.

Следовательно, схема выпрямителя имеет вид, показанный на рис. 1.13.

1.18. Составить и рассчитать выпрямительную цепь, позволяющую получить выпрямленный ток $I_{выпр} = 400$ мА, если используются диоды Д226.

Решение

Так как требуемый выпрямленный ток превышает максимально допустимое значение тока одного диода (при максимальной температуре $I_{выпр\,max} = 200$ мА), то необходимо несколько диодов соединить параллельно. Ввиду возможного разброса прямых сопротивлений диодов (диоды одного типа могут иметь разброс прямых сопротивлений порядка десятков процентов) для выравнивания токов, протекающих через диоды, необходимо последовательно с диодами включать добавочные резисторы.

Требуемое число диодов определяют по формуле

$$n = I_m/(k_т I_{выпр\,max}),$$

где $k_т$ – коэффициент нагрузки по току, принимающий значения от 0,5 до 0,8. При $k_т = 0{,}8$

$$n = 400/(0{,}8 \cdot 200) = 2{,}5.$$

Возьмем $n = 3$.

Значения сопротивлений добавочных резисторов найдем по формуле

$$R_{доб} \geqslant \frac{U_{пр.ср}(n-1)}{nI_{выпр\,max} - 1{,}1I_m}.$$

Пользуясь справочником, находим

$$R_{доб} \geqslant \frac{1(3-1)}{3 \cdot 300 \cdot 10^{-3} - 1{,}1 \cdot 400 \cdot 10^{-3}} = 4{,}35 \text{ Ом}.$$

Возьмем $R_{доб} = 5$ Ом.

Схема показана на рис. 1.14.

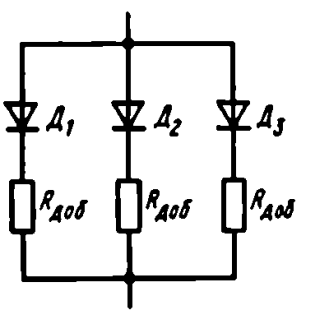


Рис. 1.14

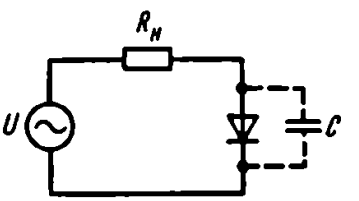


Рис. 1.15

1.19. Сплавной диод работает в простейшей схеме выпрямления с резистором нагрузки $R_н = 10$ кОм (рис. 1,15). Диод имеет $R_{пр} = 40$ Ом, $R_{обр} = 400$ кОм и $C = 80$ пФ. Найти частоту, на которой выпрямленный ток за счет влияния этой емкости уменьшится в два раза.

Решение

Учитывая, что $R_н \gg R_{пр}$ и $R_н \ll R_{обр}$, можно считать на низких частотах $I_{пр\,max} \approx U_{max}/(R_н + R_{пр}) \approx U_{max}/R_н$ и $I_{обр\,max} = U_{max}/(R_н + R_{обр}) \approx U_{max}/R_{обр} < I_{пр}$. На высокой частоте попрежнему $I_{пр} \approx U/R_н$, $I_{обр} = U/Z_{обр}$. При уменьшении тока $I_{выпр}$ в два раза должно быть $I_{обр} = 0{,}5I_{пр}$; следовательно, $Z_{обр} = 2R_н$. Можно считать, что $Z_{обр} = \sqrt{R_н^2 + X_C^2}$, так как $X_C \ll R_{обр}$. Отсюда

$$X_C = \sqrt{Z^2 - R_н^2} = \sqrt{4R_н^2 - R_н^2} = \sqrt{3}\,R_н = 1{,}73R_н = 1{,}73 \cdot 10^4 \text{ Ом}.$$

Так как $X_C = 1/(2\pi fC)$, то

$$f = \frac{1}{2\pi X_C C} = \frac{10^{12}}{6{,}28 \cdot 80 \cdot 1{,}73 \cdot 10^4} = 10^6/8{,}68 =$$

$$= 115 \cdot 10^3 \text{ Гц} = 115 \text{ кГц}.$$

1.20. Полупроводниковый диод имеет параметры $R_{пр} = 40$ Ом, $R_{обр} = 0{,}4$ МОм, $C = 80$ пФ. Определить, на какой частоте емкостное сопротивление станет равно $R_{обр}$ и вследствие этого произойдет заметное увеличение обратного тока.

Ответ: 5 кГц.

1.21. Для стабилизации напряжения на нагрузке (рис. 1.16) используется полупроводниковый стабилитрон, напряжение стабилизации которого $U_{ст} = 10$ В. Определить допустимые пределы изменения питающего напряжения, если максимальный ток стабилитрона $I_{ст\,max} = 30$ мА, минимальный ток стабилитрона $I_{ст\,min} = 1$ мА, сопротивление нагрузки $R_н = 1$ кОм и сопротивление ограничительного резистора $R_{огр} = 0{,}5$ кОм.

Решение

Напряжение источника питания

$$E = U_{ст} + R_{огр}(I_н + I_{ст}).$$

Ток через нагрузку

$$I_н = U_{ст}/R_н.$$

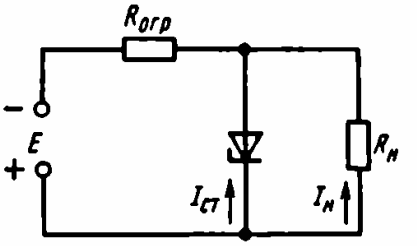


Рис. 1.16

Таким образом,

$$E = U_{ст}(1 + R_{огр}/R_н) + I_{ст}R_{огр}.$$

Подставляя в эту формулу максимальное и минимальное значения тока через стабилитрон, получим

$$E_{min} = 10(1 + 0{,}5) + 1 \cdot 0{,}5 = 15{,}5 \text{ В},$$

$$E_{max} = 10(1 + 0{,}5) + 30 \cdot 0{,}5 = 30 \text{ В}.$$

1.22. Кремниевый стабилитрон типа Д813 включен в схему стабилизатора напряжения параллельно с резистором $R_н = 2{,}2$ кОм (рис. 1.16). Параметры стабилитрона: напряжение стабилизации $U_{ст} = 13$ В, максимальный ток $I_{ст\,max} = 20$ мА, минимальный ток $I_{ст\,min} = 1$ мА. Найти сопротивление ограничительного резистора $R_{огр}$, если напряжение источника E меняется от $E_{min} = 16$ В до $E_{max} = 24$ В. Определить, будет ли

обеспечена стабилизация во всем диапазоне изменения напряжения источника.

Решение

Сопротивление ограничительного резистора определим по формуле

$$R_{огр} = (E_{ср} - U_{ст})/(I_{ср.ст} + I_н),$$

где $E_{ср} = 0{,}5(E_{min} + E_{max}) = 0{,}5(16 + 24) = 20$ В.

Средний ток через стабилитрон

$$I_{ст.ср} = 0{,}5(I_{ст\,min} + I_{ст\,max}) = 0{,}5(1 + 20) = 10{,}5 \text{ В}.$$

Ток через нагрузку

$$I_н = U_{ст}/R_н = 13/(2{,}2 \cdot 10^3) = 5{,}9 \text{ мА}.$$

Следовательно, сопротивление ограничительного резистора

$$R_{огр} = (20 - 13)/[(10{,}5 + 5{,}9) \cdot 10^{-3}] = 7/(16{,}4 \cdot 10^{-3}) \approx 430 \text{ Ом}.$$

Стабилизация будет обеспечена для изменения E в пределах от

$$E_{min} = U_{ст} + (I_{ст\,min} + I_н) R_{огр} = 13 + (10^{-3} + 5{,}9 \cdot 10^{-3}) \cdot 430 \approx 16 \text{ В}$$

до $E_{max} = U_{ст} + (I_{ст\,max} + I_н) R_{огр} =$

$$= 13 + (20 \cdot 10^{-3} + 5{,}9 \cdot 10^{-3}) \cdot 430 = 24{,}1 \text{ В}.$$

Таким образом, стабилизация получается во всем диапазоне изменения напряжения источника питания.

1.23. Барьерная емкость полупроводникового диода с резким переходом равна 25 пФ при обратном напряжении 5 В. Определить уменьшение емкости при снижении обратного напряжения до 7 В.

Решение

Пренебрегая контактной разностью потенциалов, используя формулу (1.8), можно записать

$$C_{б1} = k/U_1^{1/2},$$

где k – постоянная; U – обратное напряжение. Отсюда $k = C_{б1} U_1^{1/2}$.

При обратном напряжении 7 В барьерная емкость

$$C_{б2} = k/U_2^{1/2} = C_{б1} U_1^{1/2}/U_2^{1/2} = 25\sqrt{5}/\sqrt{7} = 21 \text{ пФ}.$$

Следовательно, емкость уменьшится на величину

$$\Delta C = C_{б1} - C_{б2} = 25 - 21 = 4 \text{ пФ}.$$

1.24. Пользуясь ВАХ туннельного диода ГИ304 (рис. 1.17),

определить напряжение E источника питания и сопротивление нагрузки, обеспечивающие работу туннельного диода в схеме усилителя.

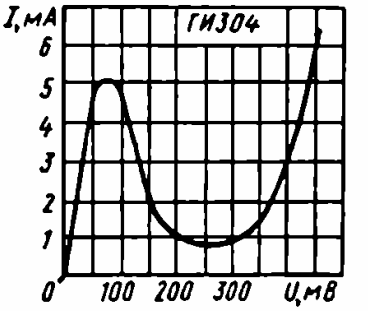


Рис. 1.17

1.25. Решить задачу 1.1 для кремниевого p-n-перехода с такими же концентрациями примеси, если $N = 5 \cdot 10^{22}$, $n_i = 10^{10}$.

Ответ: 0,75 В.

1.26. Решить задачу 1,2 для кремниевого p-n-перехода с такими же значениями удельных сопротивлений p- и n-областей.

Ответ: 0,68 В.

1.27. Рассчитать и построить ВАХ идеального полупроводникового p-n-перехода при $T = 300$ К, если обратный ток насыщения $I_0 = 10$ мкА. Расчет провести в интервале напряжений от 0 до -10 В (через 1 В) и от 0 до 0,2 В (через 0,05 В).

1.28. Для условий, сформулированных в предыдущей задаче, рассчитать и построить ВАХ диода, предположив, что диод имеет омическое сопротивление p-n-областей, равное 25 Ом. Характеристику построить на графике, вычерченном для задачи 1.27.

1.29. Диод имеет обратный ток насыщения $I_0 = 10$ мкА; напряжение, приложенное к диоду, равно 0,5 В. Пользуясь упрощенным уравнением ВАХ диода, найти отношение прямого тока к обратному при $T = 300$ К.

Ответ: $21{,}8 \cdot 10^7$.

1.30. К несимметричному p-n-переходу с концентрацией $N_д >> N_а$ приложено обратное напряжение. Указать ту составляющую тока в переходе, которая будет наибольшей при этих условиях.

1.31. Какая область диода (n или p) обладает более высоким удельным сопротивлением, если известно, что число дырок, инжектируемых через p-n-переход в единицу времени, на несколько порядков превышает число инжектируемых электронов?

1.32. В идеальном p-n-переходе при $T = 300$ К прямое напряжение 0,1 В вызывает определенный ток носителей заряда. При каком прямом напряжении этот ток увеличится в два раза?

Ответ: 0,118 В.

1.33. Обратный ток насыщения p-n-перехода $I_0 = 1$ мкА при $T = 27$ °С и $I_0 = 10$ мкА при $T = 65$ °С. Построить ВАХ этого p-n-перехода при температурах 27 и 65 °С в интервале напряжений от -2 до 0,5 В.

1.34. При $T = 300$ К обратный ток насыщения германиевого p-n-перехода $I_0 = 30$ мкА. Найти дифференциальное сопротивление p-n-перехода при прямом и обратном напряжениях, равных 0,2 В.

Ответ: $r_{диф.пр} = 0{,}4$ Ом; $r_{диф.обр} = 890$ Ом.

1.35. Емкость обедненного носителями заряда слоя резкого p-n-перехода вычисляют по формуле

$$C = k/\sqrt{U + \varphi_к},$$

где k – постоянный коэффициент; U – обратное напряжение; $\varphi_к$ – контактная разность потенциалов.

Было обнаружено, что если к такому p-n-переходу приложить переменное напряжение с амплитудой 0,5 В, то максимальная емкость перехода составит 2 пФ. Определить контактную разность потенциалов и минимальное значение емкости, если емкость перехода при нулевом смещении равна 1 пФ.

Ответ: 0,67 В; 0,75 пФ.

1.36. Найти барьерную емкость германиевого p-n-перехода, если удельное сопротивление p-области $\rho_p = 3{,}5$ Ом·см, контактная разность потенциалов $\varphi_к = 0{,}35$ В, приложенное обратное напряжение $U_{обр} = 5$ В и площадь поперечного сечения перехода $П = 1$ мм^2.

Ответ: 44,7 пФ.

1.37. Полупроводниковый диод имеет прямой ток 0,8 А при прямом напряжении 0,3 В и температуре окружающей среды $T = 35$ °С. Определить: а) обратный ток насыщения; б) дифференциальное сопротивление диода при прямом напряжении 0,2 В; в) дифференциальное сопротивление диода при обратном напряжении 1 В.

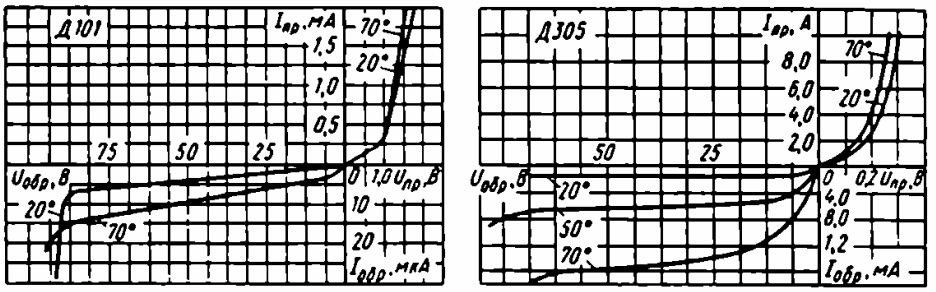
Ответ: а) 10 мкА; б) 1,43 Ом; в) $6 \cdot 10^{19}$ Ом.

1.38. Определить сопротивление диода постоянному току при прямом и обратном напряжениях, если при прямом напряжении 1 В прямой ток равен 4 мА, а при обратном напряжении 100 В обратный ток равен 0,25 мА.

Ответ: 200 Ом; $4 \cdot 10^5$ Ом.

1.39. Пользуясь ВАХ диода типа Д101, изображенной на рис. 1.18, *а*, определить при $T = 20$ и 70 °С: а) дифференциальные сопротивления и сопротивления постоянному прямому току 500 мкА, 1 и 1,5 мА, а также постоянному обратному току при напряжении 50 В; б) мощности, рассеиваемые диодом при прохождении прямого тока 0,5 мА и обратного тока при напряжении −50 В.

1.40. В детекторном каскаде, работающем при температурах от $T = 20$ до $T = 70$ °С, используется полупроводниковый диод Д305, ВАХ которого изображена на рис. 1.18, *б*. Опреде-



а) *б)*

Рис. 1.18

лить: а) сопротивление диода постоянному току и его дифференциальное сопротивление $r_{диф.пр}$ для $T = 20\,°C$ при прямом напряжении 0,2 В и сопротивление постоянному току при обратном напряжении 25 В; б) во сколько раз изменится значение сопротивления диода постоянному току R_0 и его дифференциальное сопротивление $r_{диф.пр}$ при увеличении температуры от 20 до 70 °С.

Ответ: а) 0,08 Ом; 0,03 Ом; 20 кОм; б) при $U_{пр} = 0{,}2$ В уменьшается в 1,66 раза, $r_{диф}$ – в 66,66 раза, при $U_{обр} = 25$ В R_0 уменьшается в 11,3 раза.

1.41. Определить, во сколько раз изменится сопротивление постоянному току и дифференциальное сопротивление полупроводникового диода типа Д305 (рис. 1.18, *б*): а) с изменением прямого напряжения от 0,4 до 0,6 В при неизменной температуре окружающей среды $T = 20\,°C$; б) с изменением температуры окружающей среды от 20 до 125 °С при напряжениях 0,6 и -50 В.

1.42. Определить диффузионную емкость $C_д$, сопротивление $r_{диф}$ p-n-перехода и объемное сопротивление R_s в эквивалентной схеме германиевого диода, работающего при $T = 300$ К и напряжении $U = 0{,}25$ В. Радиус p-n-перехода $r = 0{,}06$ см, обратный ток насыщения $I_0 = 10$ мкА, диффузионная длина электронов $L_n = 0{,}1$ см, коэффициент диффузии электронов $D_n = 93$ см^2/с, удельное сопротивление материала диода p- и n-областей $\rho = 0{,}1$ Ом · см.

Ответ: 920 мкФ; 0,10 Ом; 1 Ом.

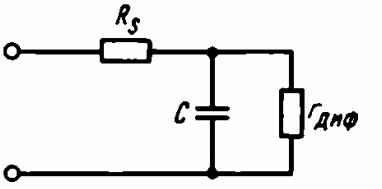


Рис. 1.19

1.43. Определить основные параметры эквивалентной схемы (рис. 1.19) германиевого диода, если концентрация дырок в p-области $p_p = 10^{15}$ см$^{-3}$, а концентрация электронов в n-области $n_n = 10^{16}$ см$^{-3}$, обратный ток насыщения $I_0 = 5$ мкА, прямое напряжение $U_{пр} = 0{,}2$ В, темпе-

ратура $T = 300$ К, объемное сопротивление диода $R_s = 1$ Ом. Время жизни носителей заряда $\tau_p = 10$ мкс.

Ответ: $R_{диф} = 1{,}7$ Ом; $C_д = 6$ мкФ.

1.44. Диод Д101 включен в схему, изображенную на рис. 1.7, *а*. Напряжение источника питания $E = 2$ В, сопротивление резистора нагрузки $R_н = 1$ кОм. Требуется: определить ток диода, напряжение на диоде и на нагрузке; построить рабочую характеристику диода. Вольт-амперная характеристика диода изображена на рис. 1.18, *а*.

Ответ: $I_д = 0{,}7$ мА; $U_д = 1{,}2$ В; $U_{R_н} = 0{,}8$ В.

1.45. Пользуясь справочником, определить, во сколько раз уменьшится допустимое обратное напряжение полупроводникового диода типа Д302 при изменении температуры окружающей среды от 20 до 70 °С.

1.46. Пользуясь справочником, выбрать тип диода, пригодного для выпрямления переменного синусоидального напряжения с амплитудой $U = 400$ В и рассчитанного на выпрямленный ток 250 мА.

1.47. Обратное напряжение через резистор R подается на диод типа Д101. Определить напряжение на диоде и ток диода при сопротивлении резистора, равном: а) 10 МОм, б) 1 МОм, в) 100 кОм. Вольт-амперная характеристика диода изображена на рис. 1.18, *а*. Напряжение источника $E = 50$ В.

Ответ: а) $U_д = 1$ В, $I_д = 2{,}8$ мкА; б) $U_д = 17$ В, $I_д = 15$ мкА; в) $U_д = 27{,}8$ В, $I_д = 20$ мкА.

1.48. При прямом напряжении 1 В максимально допустимый ток диода равен 50 мА. Каково наибольшее значение напряжения источника, при котором диод будет работать в безопасном режиме, если этот диод соединить последовательно с резистором нагрузки $R_н = 100$ Ом?

Ответ: 6 В.

1.49. Пользуясь ВАХ диода типа Д813, определить при $T = 20$ °С: а) напряжение стабилизации; б) максимально допустимый прямой ток, если максимально допустимая рассеиваемая мощность диода равна 125 мВт.

1.50. Как зависит температурный коэффициент напряжения (ТКН) от вида пробоя p-n-перехода в полупроводниковом стабилитроне? Для каких напряжений p-n-перехода ТКН близок к нулю? Каким способом можно уменьшить ТКН полупроводниковых стабилитронов?

1.51. Для стабилизации напряжения в схеме подобрать по справочнику полупроводниковый стабилитрон и рассчитать сопротивление ограничительного резистора, если сопротивление нагрузки $R_н = 500$ Ом. Необходимое напряжение стабилизации $U_{ст} = 10$ В, напряжение источника питания $E = 16$ В.

Ответ: Д814В; $R_{огр}$ = = 160 Ом.

1.52. Пользуясь вольт-амперной характеристикой полупроводникового стабилитрона Д809 (рис. 1.20), графически определить рабочий режим ($U_{ст}$, $I_{ст}$) стабилитрона, подключенного последовательно с ограничительным резистором $R_{огр}$ = = 500 Ом к источнику питающего напряжения E = = 13 В при T = 20 °С. Определить параметры R_0, $r_{диф}$ для указанного выше режима и найти значения ТКН стабилитрона.

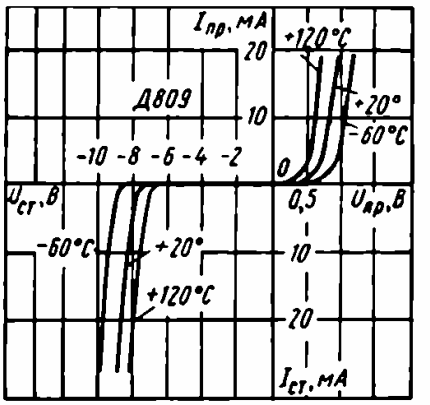


Рис. 1.20

Ответ: $U_{ст}$ = 8,3 В; $I_{ст}$ = 9 мА; R_0 = 920 Ом; $r_{диф}$ = 50 Ом; ТКН = 0,1 %/К.

1.53. Для условий, сформулированных в предыдущей задаче, определить пределы изменения сопротивления резистора нагрузки, если напряжение источника питания E = 30 В.

Ответ: R_{min} = 256 Ом; R_{max} = 1 кОм.

1.54. Изобразить полную схему замещения варикапа и пояснить, как определяются ее параметры. Какой величиной характеризуется нелинейность варикапов в рабочем интервале напряжений?

1.55. Пользуясь справочником, определить емкость варикапа типа Д901В при комнатной температуре и максимальном обратном напряжении.

1.56. Пользуясь справочником, определить при номинальном напряжении изменение емкости варикапов Д901В, вызванное изменением температуры окружающей среды от 20 до 100 °С.

1.57. Пользуясь справочником, определить добротность варикапа Д901В при температуре окружающей среды, равной 25 °С.

1.58. Определить предельную рабочую частоту и добротность, а также диапазон перекрытия по емкости варикапа, максимальное напряжение которого U = 80 В, номинальная емкость $C_в$ = 28 пФ при напряжении 4 В, коэффициент перекрытия n = 4, а индуктивность ввода и контактов L_s = 1 мкГн.

Ответ: $f_{пред}$ = 62 МГц, Q = 90, ΔC = 7 пФ.

1.59. По ВАХ туннельного диода типа ГИ304 при T = 300 К (рис. 1.17) определить следующие параметры: $r_{диф}$, $I_п/I_в$, $U_п$, $U_в$.

1.60. Начертить график зависимости дифференциального

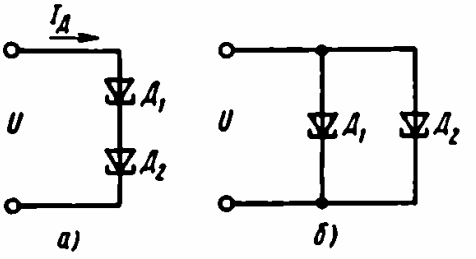


Рис. 1.21

сопротивления от подводимого напряжения для туннельного диода. Использовать значения напряжения в интервале от 0 до 0,45 В (рис. 1.17).

1.61. Два туннельных диода типа ГИ304, ВАХ которых изображена на рис. 1.17, соединены последовательно (рис. 1.21, *а*). Построить эквивалентную вольт-амперную характеристику.

1.62. Два туннельных диода типа ГИ304 включены параллельно (рис. 1.21, *б*). Построить эквивалентную вольт-амперную характеристику. ВАХ каждого диода изображена на рис. 1.17.

1.63. Два туннельных диода типа ГИ304 (см. рис. 1.17) включены встречно. Построить эквивалентную ВАХ.

1.64. Последовательно с диодом типа ГИ304 (см. рис. 1.17) включен резистор, сопротивление которого $R = 2U_в/I_п$, где $U_в$ и $I_п$ соответственно минимальное напряжение и максимальный ток туннельного диода. Построить ВАХ этого соединения.

1.65. Параллельно с диодом типа ГИ304 (см. рис. 1.17) включен резистор с сопротивлением $R = 2U_п/I_в$, где $U_п$ – максимальное напряжение туннельного диода; $I_в$ – минимальный ток туннельного диода. Построить зависимость общего тока от напряжения на диоде.

1.66. Последовательно с туннельным диодом типа ГИ304 (см. рис. 1.17) включен полупроводниковый диод типа Д305, ВАХ которого изображена на рис. 1.18, *б*. Построить зависимость тока в этой цепи от подводимого напряжения.

1.67. Параллельно туннельному диоду типа ГИ304 (см. рис. 1.17) включен резистор сопротивлением R. Найти такое значение этого сопротивления, при котором результирующая вольт-амперная характеристика не имеет области с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Построить эту характеристику.

1.68. Определить предельное значение рабочей частоты для туннельного германиевого диода, имеющего следующие параметры: $I_п = 10$ мА; $I_п/I_в = 4{,}5$; $U_п = 0{,}06$ В; $U_{рр} = 0{,}4$ В, емкость $C = 50$ пФ, а также найти среднее значение модуля дифференциального сопротивления на падающем участке характеристики, объемное сопротивление R_s и постоянную времени переключения $\tau_{пер}$, если $U_в = 0{,}18$ В, радиус p-n-перехода $r =$

$= 0{,}05$ см, а удельная проводимость примесного германия $\sigma =$ $= 8$ См/см.

Ответ: $f_{\text{пред}} = 1$ ГГц; $r_{\text{диф}} = 15$ Ом; $R_з = 0{,}65$ Ом; $r_{\text{пер}} =$ $= 1{,}7 \cdot 10^{-9}$ с.

ГЛАВА 2
ТРАНЗИСТОРЫ. РАСЧЕТ ОДИНОЧНЫХ КАСКАДОВ

Транзисторами называют полупроводниковые приборы, пригодные для усиления мощности и имеющие три или более вывода. Различают биполярные и полевые транзисторы.

§ 2.1. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Физические процессы в биполярном транзисторе

Биполярный транзистор представляет собой полупроводниковый прибор с тремя областями чередующейся электропроводности, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда. Эти транзисторы называют биполярными, потому что их работа основана на использовании носителей заряда обоих знаков. Биполярные транзисторы могут быть типа *p-n-p* и *n-p-n*.

Структуры и условные обозначения данных типов транзисторов показаны на рис. 2.1. Между каждой областью полупроводника и ее выводом имеется омический контакт, который на рис. 2.1 показан жирной чертой. Средний слой транзистора называют базой (Б), один из крайних – эмиттером (Э), другой – коллектором (К).

База – область, в которую инжектируются неосновные для этой области носители заряда. Эмиттер – область, из которой осуществляется инжекция носителей заряда в базу. Коллектор предназначен для экстракции носителей заряда из базы. Электронно-дырочный переход между эмиттером и базой называется эмиттерным переходом, между базой и коллектором – коллекторным переходом.

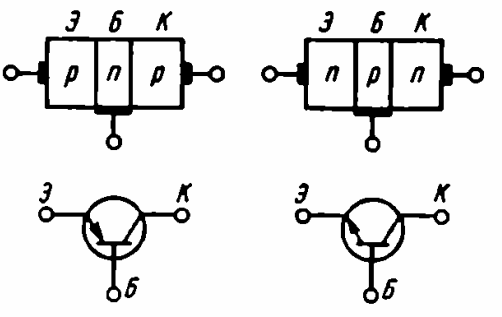


Рис. 2.1

В зависимости от соче-

тания знаков и значений напряжений на *p-n*-переходах различают следующие области (режимы) работы транзистора: активная область – напряжение на эмиттерном переходе прямое, а на коллекторном – обратное; область отсечки – на обоих переходах обратные напряжения (транзистор заперт); область насыщения – на обоих переходах прямые напряжения (транзистор открыт); инверсная активная область – напряжение на эмиттерном переходе обратное, а на коллекторном – прямое. Режимы отсечки и насыщения характерны для работы транзистора в качестве переключательного элемента. Активную область, или активный режим, используют при работе транзистора в усилителях или генераторах. Инверсное включение применяют в схемах двунаправленных переключателей, использующих симметричные транзисторы, в которых обе крайние области имеют одинаковые свойства.

В зависимости от того, какой из электродов транзистора является общим для входной и выходной цепей, различают три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК) (рис. 2.2, *а, б, в*).

Для определения аналитических зависимостей между токами и напряжениями идеализированный транзистор представляют эквивалентной схемой Эберса – Молла (рис. 2.3). Соответствующая одномерная модель состоит из двух идеальных *p-n*-переходов, включенных навстречу друг другу. Объемные сопротивления слоев, емкости *p-n*-переходов и эффект модуляции ширины базы не учитываются.

Токи эмиттера и коллектора выражаются следующим образом:

$$I_Э = I_{ЭБК}\left(e^{U_{ЭБ}/\varphi_т} - 1\right) - \alpha_I I_{КБК}\left(e^{U_{КБ}/\varphi_т} - 1\right),$$
$$I_К = \alpha I_{ЭБК}\left(e^{U_{ЭБ}/\varphi_т} - 1\right) - I_{КБК}\left(e^{U_{КБ}/\varphi_т} - 1\right), \qquad (2.1)$$

где $I_{ЭБК}$ и $I_{КБК}$ – тепловые токи эмиттерного и коллекторного

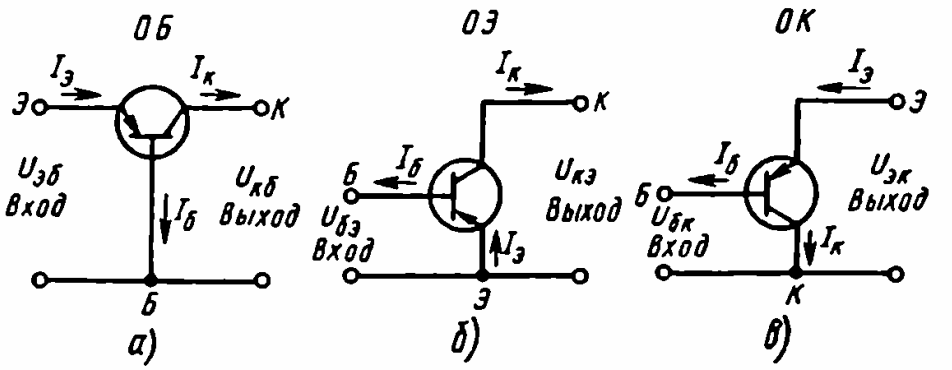


Рис. 2.2

переходов при коротком замыкании на входе транзистора ($U_{КБ} = 0$ и $U_{ЭБ} = 0$ соответственно); α – коэффициент передачи тока эмиттера в активном режиме; α_I – коэффициент передачи тока эмиттера при инверсном включении; $U_{ЭБ}$ и $U_{КБ}$ – напряжения на эмиттерном и коллекторном переходах соответственно; $\varphi_т = kT/e$ – температурный потенциал.

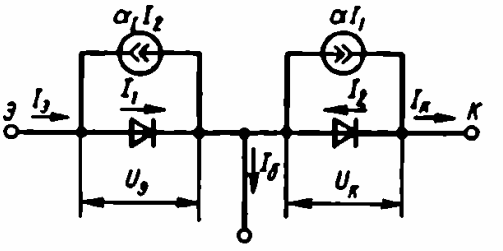


Рис. 2.3

Можно показать, что

$$I_{КБК} = I_{КБ0}/(1 - \alpha\alpha_I), \tag{2.2}$$

$$I_{ЭБК} = I_{ЭБ0}/(1 - \alpha\alpha_I), \tag{2.3}$$

где $I_{КБ0}$, $I_{ЭБ0}$ – обратные токи коллекторного и эмиттерного переходов, измеряемые соответственно при обрыве коллектора и эмиттера.

Подставив выражения (2.2) и (2.3) в формулы (2.1), получим зависимость токов $I_Э$, $I_К$ и $I_Б$ от напряжений $U_{ЭБ}$ и $U_{КБ}$, т. е. выражения, описывающие статические ВАХ идеализированного транзистора:

$$I_Э = \frac{I_{ЭБ0}}{1 - \alpha\alpha_I}(e^{U_{ЭБ}/\varphi_т} - 1) - \frac{\alpha_I I_{КБ0}}{1 - \alpha\alpha_I}(e^{U_{КБ}/\varphi_т} - 1), \tag{2.4}$$

$$I_К = \frac{\alpha I_{ЭБ0}}{1 - \alpha\alpha_I}(e^{U_{ЭБ}/\varphi_т} - 1) - \frac{I_{КБ0}}{1 - \alpha\alpha_I}(e^{U_{КБ}/\varphi_т} - 1). \tag{2.5}$$

Учитывая, что $I_Б = I_Э - I_К$, получим

$$I_Б = \frac{(1 - \alpha) I_{ЭБ0}}{1 - \alpha\alpha_I}(e^{U_{ЭБ}/\varphi_т} - 1) + (1 - \alpha_I)\frac{I_{КБ0}}{1 - \alpha\alpha_I}(e^{U_{КБ}/\varphi_т} - 1). \tag{2.6}$$

Разрешая уравнение (2.4) относительно $U_{ЭБ}$, получим выражение для идеализированных входных (эмиттерных) характеристик транзистора $U_{ЭБ} = f(I_Э) \mid U_{КБ} = \text{const}$:

$$U_{ЭБ} = \varphi_т \ln\left[\frac{I_Э}{I_{ЭБ0}} + 1 + \alpha(e^{U_{КБ}/\varphi_т} - 1)\right]. \tag{2.7}$$

Выражение для выходных характеристик может быть получено из уравнения (2.5):

$$I_К = \alpha I_Э - I_{КБ0}(e^{U_{КБ}/\varphi_т} - 1). \tag{2.8}$$

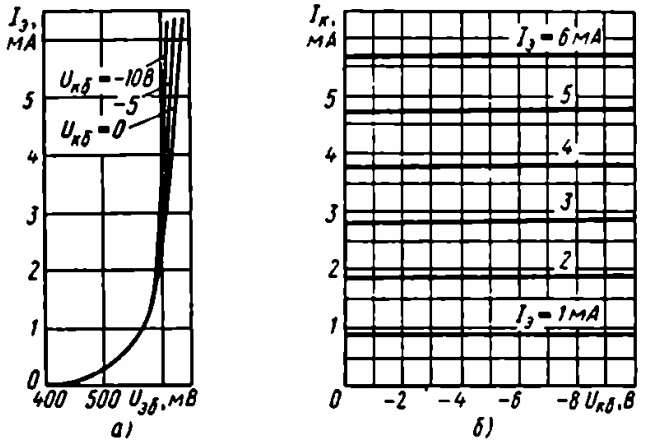


Рис. 2.4

На основании закона Кирхгофа для токов в цепях электродов транзистора можно записать $I_Э = I_К + I_Б$.

Реальные входные и выходные характеристики транзистора для схемы ОБ изображены на рис. 2.4, *а, б*.

Для активной области $|U_{КБ}| < 0$ и $|U_{КБ}| \gg \varphi_т$, поэтому при нормальном включении

$$I_К = \alpha I_Э + I_{КБ0}. \tag{2.9}$$

Следовательно, ток коллектора $I_К$ в активном режиме работы транзистора представляет собой сумму двух составляющих: тока $I_{КБ0}$ и части эмиттерного тока, который определяется потоком носителей заряда, инжектированных в базу и дошедших (за вычетом рекомбинировавших в базе) до коллекторного перехода.

Величина

$$\alpha = \frac{I_К - I_{КБ0}}{I_Э}, \tag{2.10}$$

называемая статическим (интегральным) коэффициентом передачи эмиттерного тока, составляет 0,95–0,999.

Так как $I_К \gg I_{КБ0}$, то обычно статический коэффициент $\alpha = I_К / I_Э$.

В инверсном режиме (коллекторный переход включен в прямом, а эмиттерный – в обратном направлении) ток эмиттера

$$I_Э = \alpha_I I_К + I_{ЭБ0}. \tag{2.11}$$

Величина

$$\alpha_I = \frac{I_Э - I_{ЭБ0}}{I_К} \tag{2.12}$$

называется инверсным коэффициентом передачи коллекторного тока. Как правило, $\alpha_I < \alpha$.

Для анализа работы транзистора на переменном токе (с сигналами малых амплитуд) вводят дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока

$$\alpha_д = \left.\frac{dI_к}{dI_э}\right|_{U_{кб}=\text{const}}. \quad (2.13)$$

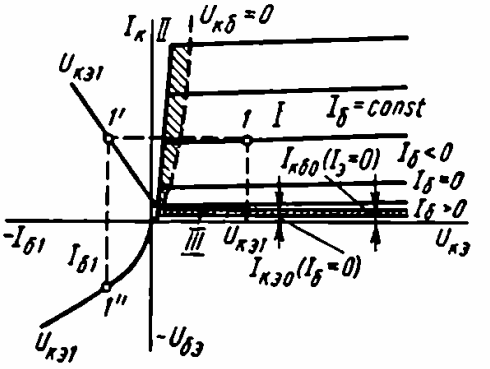


Рис. 2.5

Практически в активном режиме при не слишком больших уровнях инжекции величина α мало меняется с изменением эмиттерного тока, и без большой погрешности можно полагать $\alpha_д = \alpha$. Поэтому в дальнейшем дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока также будем обозначать α.

Статические ВАХ транзистора для схемы ОЭ показаны на рис. 2.5.

В первом квадранте на рис. 2.5 изображены выходные характеристики – $I_К = f(U_{КЭ}) \mid I_Б = \text{const}$. Область I – активная область, в которой эмиттерный переход открыт, а коллекторный – закрыт. Как уже было сказано, эта область используется при работе транзистора в усилительном режиме. Если эмиттерный переход закрыт, то работа транзистора происходит в области III, которой соответствуют незначительные обратные токи (область отсечки). В области II эмиттерный и коллекторный переходы открыты, т. е. транзистор работает в режиме насыщения.

Во втором квадранте изображена характеристика передачи тока, т. е. зависимость $I_К = f(I_Б)$ при $U_{КЭ} = \text{const}$.

В третьем квадранте представлена входная характеристика – зависимость $I_Б = f(U_{БЭ}) \mid U_{КЭ} = \text{const}$.

В транзисторе, включенном по схеме ОЭ, ток коллектора

$$I_К = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_Б + \frac{I_{КБ0}}{1-\alpha}. \quad (2.14)$$

Запишем это выражение в виде

$$I_К = BI_Б + I_{КЭ0}, \quad (2.15)$$

где $B = \alpha/(1-\alpha)$ – статический (интегральный) коэффициент передачи базового тока; $I_{КЭ0} = I_{КБ0}/(1-\alpha) = (1+B)I_{КБ0}$ – обратный ток коллекторного перехода в схеме ОЭ при $I_Б = 0$, т. е. при разомкнутом выводе базы.

Статический коэффициент передачи тока базы

$$B = \frac{I_К - I_{КБ0}}{I_Б + I_{КБ0}}. \quad (2.16)$$

Так как $I_{КБ0} \ll I_К$ и $I_{КБ0} \ll I_Б$, то практически статический коэффициент передачи тока базы определяют как

$$B = I_К / I_Б. \quad (2.17)$$

При работе транзистора на переменном токе при малых амплитудах используют дифференциальный коэффициент передачи тока базы

$$\beta = \left.\frac{dI_к}{dI_б}\right|_{U_{КЭ} = \text{const}}. \quad (2.18)$$

Дифференциальный коэффициент β связан с интегральным (статическим) коэффициентом следующим соотношением:

$$\beta = B + (I_Б + I_{КБ0})\frac{d\beta}{dI_б}.$$

Зависимость $\beta(I_б)$ выражена сильнее, чем зависимость $\alpha(I_Э)$. Если же этой зависимостью без большой погрешности можно пренебречь, полагая $d\beta/dI_б = 0$, то $\beta \approx B$.

Как было сказано, транзистор в различных электронных устройствах может использоваться в трех схемах включения: ОЭ, ОК и ОБ.

Наиболее часто применяется схема ОЭ, так как позволяет получить наибольший коэффициент усиления по мощности. Она имеет достаточно высокие коэффициенты усиления по напряжению (с инвертированием фазы входного напряжения на 180°), по току и относительно высокое входное сопротивление.

Схему ОК называют также эмиттерным повторителем, так как напряжение на эмиттере по полярности совпадает с напряжением на входе и близко к нему по значению. Эта схема усиливает ток и мощность, но не усиливает напряжение ($K_U < 1$). Она обладает наибольшим из всех трех схем включения входным сопротивлением и наименьшим выходным сопротивлением, поэтому часто используется как буферный усилитель для согласования низкого сопротивления нагрузки с высоким выходным сопротивлением каскада, иначе говоря, применяется как трансформатор сопротивлений. Эмиттерный повторитель эквивалентен генератору напряжения, которое мало изменяется при изменении сопротивления нагрузки.

Схема ОБ обеспечивает усиление напряжения и мощности, но не усиливает ток (коэффициент усиления по току меньше единицы, но близок к ней). Подобно схеме ОЭ, она имеет высо-

кое выходное сопротивление. В отличие от схемы ОЭ входное сопротивление этой схемы очень мало; последнее обстоятельство делает ее непригодной для усиления больших напряжений. Обычно схема ОБ применяется для усиления напряжений на очень высоких частотах.

Схемы замещения и параметры транзистора. Для аналитического расчета цепей с транзисторами широко используют схемы замещения. Получили распространение физические и формализованные модели транзистора. В физической схеме замещения ее параметры связаны с физическими (собственными) параметрами транзистора. На рис. 2.6, *а, б* показаны Т-образные схемы замещения для переменных токов и напряжений для схем ОБ и ОЭ соответственно. Они справедливы для линейных участков входных и выходных ВАХ транзистора, на которых параметры транзистора можно считать неизменными. Здесь $r_э$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода (включенного в прямом направлении):

$$r_э = \left.\frac{dU_{эб}}{dI_э}\right|_{U_{кб}=\text{const}}. \qquad (2.19)$$

Значения $r_э$ зависят от постоянной составляющей тока эмиттера:

$$r_э \approx \varphi_т / I_Э = 0{,}026/I_Э. \qquad (2.20)$$

Числовое значение $r_э$ лежит в пределах от единиц до десятков Ом. $r_б$ – поперечное объемное сопротивление базы – сопротивление базовому току. Обычно $r_б \gg r_э$ и составляет 100 – 500 Ом. Эквивалентный источник тока $\alpha I_э$ учитывает транзитную составляющую приращения эмиттерного тока, проходящую через базу в коллектор.

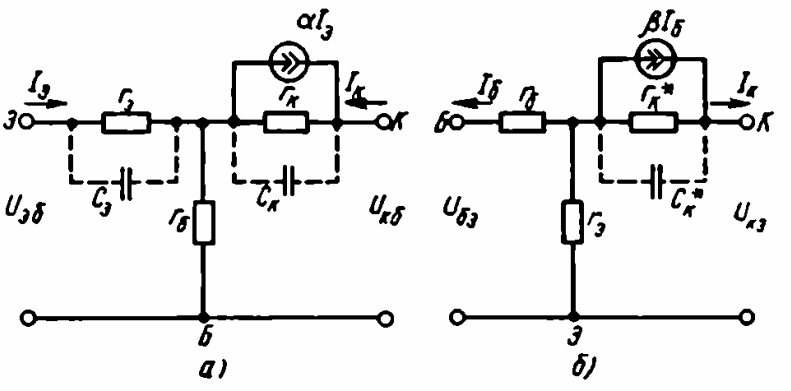


Рис. 2.6

Сопротивление

$$r_к = \left.\frac{dU_{кб}}{dI_к}\right|_{I_э = \text{const}}$$

– дифференциальное сопротивление коллекторного перехода (включенного в обратном направлении); учитывает изменение коллекторного тока с изменением напряжения $U_{кб}$. Значения $r_к$ лежат в пределах 0,5 – 1 МОм.

Емкости $C_э$ и $C_к$ – это емкости эмиттерного и коллекторного переходов. Каждая из них равна сумме барьерной и диффузионной емкостей соответствующего перехода.

Поскольку на высоких частотах емкость $C_к$ шунтирует большое сопротивление $r_к$, она сильно влияет на работу транзистора, а емкость $C_э$ шунтирует малое сопротивление $r_э$ и ее влияние незначительно. Емкость $C_к$ учитывают при частотах, составляющих десятки килогерц, а емкость $C_э$ – при частотах, превышающих единицы и десятки мегагерц. При работе на средних частотах (от десятков герц до единиц килогерц) емкости переходов не учитывают и в схему замещения не вводят.

Дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока

$$\alpha = dI_к/dI_э|_{U_{кб} = \text{const}}.$$

Коэффициент α имеет порядок 0,9 – 0,999.

В Т-образной схеме замещения транзистора ОЭ (рис. 2.6, *б*) сопротивления $r_э$, $r_б$ имеют тот же физический смысл и тот же порядок величин, что и в схеме ОБ. Поскольку входной ток в схеме ОЭ – ток базы, в выходную цепь введен источник тока $\beta I_б$. Сопротивление $r_к^* = r_к/(1 + \beta)$, учитывает изменение коллекторного тока с изменением напряжения $U_{кб}$. Так как входным в схеме ОЭ является ток базы, который в $1 + \beta$ раз меньше тока эмиттера, то при переходе от схемы ОБ к схеме ОЭ в $1 + \beta$ раз уменьшается не только активное, но и емкостное сопротивление коллекторного перехода. В схеме ОЭ $C_к^* = (1 + \beta)C_к$. Увеличение емкости $C_к^*$ приводит к еще большему ее влиянию на высоких частотах, чем влияние емкости $C_э$. В связи с этим емкость $C_э$ в схеме ОЭ обычно не учитывается.

Дифференциальный коэффициент передачи тока базы в схеме ОЭ

$$\beta = \left.\frac{dI_к}{dI_б}\right|_{U_{кэ} = \text{const}}.$$

Так как в транзисторе существует положительная обратная связь, обусловленная эффектом модуляции ширины базы, то во входные цепи схем замещения следовало бы ввести источник

напряжения, учитывающий это явление. Так как числовое значение коэффициента обратной связи мало ($10^{-3} - 10^{-4}$), то обычно этот источник в схему замещения не вводят.

Получили также распространение формализованные модели транзистора. Они основаны на представлении транзистора в виде четырехполюсника, который может быть характеризован одной из шести систем уравнений, связывающих между собой входные и выходные токи и напряжения. Чаще всего используются следующие три системы уравнений:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= z_{11}\dot{I}_1 + z_{12}\dot{I}_2, \\ \dot{U}_2 &= z_{21}\dot{I}_1 + z_{22}\dot{I}_2; \end{aligned}\right\} \qquad (2.21)$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 &= y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2; \end{aligned}\right\} \qquad (2.22)$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 &= h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2. \end{aligned}\right\} \qquad (2.23)$$

Схемы замещения транзистора для систем *z*,*y*,*h*-параметров показаны на рис. 2.7, *а*, *б*, *в* соответственно. На высоких частотах используется также гибридная схема замещения (см. рис. 2.38).

Наиболее широко используется система *h*-параметров, так как эти параметры легко измерить и определить по ВАХ транзистора. *h*-параметры транзистора имеют следующий физический смысл: $h_{11} = \dot{U}_1/\dot{I}_1 \,|_{\dot{U}_1 = 0}$ – входное сопротивление транзистора в режиме короткого замыкания (к. з.) на выходе для переменного тока; $h_{12} = \dot{U}_1/\dot{U}_2 \,|_{\dot{I}_1 = 0}$ – коэффициент обратной связи по напряжению в режиме холостого хода (х. х.) на входе для переменного тока; $h_{21} = \dot{I}_2/\dot{I}_1 \,|_{\dot{U}_2 = 0}$ – коэффициент переда-

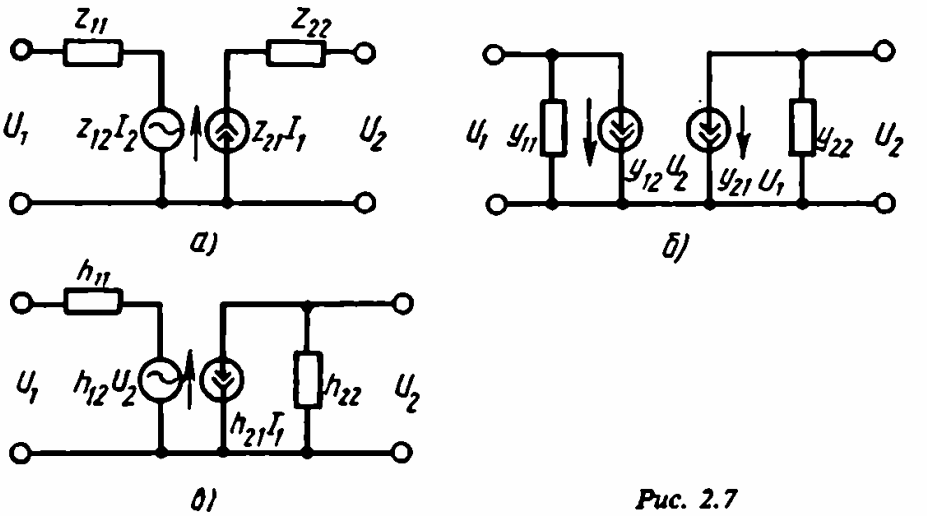


Рис. 2.7

чи тока в режиме к. з. на выходе для переменного тока; $h_{22} = I_2/U_2|_{I_1=0}$ – выходная проводимость транзистора в режиме х. х. на входе для переменного тока.

Значения h-параметров зависят от схемы включения транзистора, h-параметры транзистора связаны с их физическими параметрами в схеме ОБ следующими соотношениями:

$$r_э = h_{11б}(1 - h_{21б})h_{12б}/h_{22б}, \quad (2.24)$$

$$r_б = h_{12б}/h_{22б}, \quad (2.25)$$

$$r_к = 1/h_{22б}, \quad (2.26)$$

$$\alpha = |h_{21б}|. \quad (2.27)$$

Влияние температуры на работу транзистора. Работа транзисторов сильно зависит от температуры, при которой находятся p-n-переходы. Различают три основные причины нестабильности тока коллектора при изменении температуры. Прежде всего от температуры существенно зависит обратный ток коллекторного перехода $I_{КБ0}$. Обнаружено, что ток $I_{КБ0}$ удваивается при изменении температуры на каждые 10 °С для германиевых и на каждые 7 °С для кремниевых транзисторов. Кроме того, напряжение база – эмиттер с ростом температуры уменьшается. Ориентировочно значение скорости этого уменьшения $\Delta U_{БЭ}/\Delta T = -2{,}5$ мВ/°С. Наконец, коэффициент передачи тока базы $\beta\,(h_{21э})$ с увеличением температуры переходов увеличивается.

Наиболее вредное влияние на работу транзистора при изменении температуры оказывает увеличение тока $I_{КБ0}$. За счет этого фактора в наихудшем случае ток коллектора может возрасти настолько, что произойдет тепловой пробой коллекторного перехода транзистора.

Максимально допустимые электрические и тепловые параметры – это те параметры, которые не должны быть превышены при любых условиях эксплуатации и при которых обеспечивается заданная надежность.

Максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора $P_{К\,max}$ – наибольшая мощность, рассеиваемая в транзисторе при температуре окружающей среды $T_с$ (или корпуса $T_к$). При работе транзистора в режиме переключения, кроме мощности, рассеиваемой в коллекторном переходе, добавляется мощность, рассеиваемая в базе.

Значение P_{max}, допустимое при заданной температуре корпуса $T_к$ или окружающей среды $T_с$, определяют по формулам

$$P_{max}(T_к) = (T_{п\,max} - T_к)/R_{тпк}, \quad (2.28)$$

$$P_{max}(T_с) = (T_{п\,max} - T_с)/R_{тпс}, \quad (2.29)$$

где $T_{п\,max}$ – максимально допустимая температура p-n-перехода; $R_{т\,пк}$ – тепловое сопротивление переход–корпус; $R_{т\,пс}$ – тепловое сопротивление переход–окружающая среда.

Максимально допустимые напряжения: $U_{КБ\,max}$; $U_{КЭ\,max}$, $U_{ЭБ\,max}$. Для большинства биполярных транзисторов указывается максимальное сопротивление между базой и эмиттером $R_Б$, при котором допустимо данное значение $U_{КЭ\,max}$ в отсутствие запирающего смещения на базе.

Максимально допустимые токи $I_{К\,max}$; $I_{Э\,max}$; $I_{Б\,max}$ (регламентируется только для транзисторов большой и средней мощности).

Частотные и импульсные свойства транзисторов. С повышением частоты коэффициент передачи тока эмиттера уменьшается по модулю и становится комплексной величиной. Как следствие, происходит сдвиг по фазе между переменными составляющими тока коллектора и тока эмиттера. Частотные свойства транзисторов принято характеризовать рядом параметров.

Предельной частотой коэффициента передачи тока f_{h21} называют такую частоту, на которой модуль коэффициента передачи тока уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, т. е. на 3 дБ по сравнению с его низкочастотным значением. При включении транзистора по схеме ОБ эту частоту обозначают $f_{h21б}$ или иногда $f_α$. В зависимости от значения этой частоты различают низкочастотные ($f_{h21б} \leqslant 3$ МГц), среднечастотные (3 МГц $\leqslant f_{h21б} \leqslant$ $\leqslant 30$ МГц), высокочастотные (30 МГц $\leqslant f_{h21б} \leqslant 300$ МГц) и СВЧ ($f_{h21б} \geqslant 300$ МГц)-транзисторы.

В схеме ОЭ предельную частоту передачи тока базы обозначают символом $f_{h21э}$ или $f_β$. Следует заметить, что частотные свойства транзистора в схеме ОЭ хуже, чем в схеме ОБ, так как частота $f_{h21э}$ примерно в $h_{21э}$ раз ниже частоты $f_{h21б}$.

Граничной частотой коэффициента передачи тока базы в схеме ОЭ называют такую частоту $f_{гр}$ (или f_T), на которой модуль коэффициента передачи тока базы равен единице. На любой частоте в диапазоне $0{,}1f_{гр} < f < f_{гр}$ модуль коэффициента передачи тока изменяется со скоростью 6 дБ/октава, т. е. вдвое при изменении частоты в два раза. Для транзистора справедливы следующие соотношения:

$$f_{h21э} \approx f_{h21б}/h_{21э}; \quad f_{h21б} \approx 1{,}2f_{гр}.$$

Максимальной частотой генерации f_{max} называют наибольшую частоту, при которой транзистор способен работать в схеме автогенератора при оптимальной обратной связи. Будучи

выраженной в мегагерцах, приближенно частота $f_{max} \approx \approx 200\sqrt{f_{гр}/\tau_к}$. Здесь $f_{гр}$ (МГц) – граничная частота, $\tau_к$ (пс) – постоянная времени цепи обратной связи, характеризующая частотные и усилительные свойства транзистора, определяющая устойчивость усилительного каскада к самовозбуждению.

Важным параметром служит сопротивление базы транзистора $r'_б$, представляющее собой распределенное омическое сопротивление базовой области. Это сопротивление необходимо знать при определении входного сопротивления каскада. Сопротивление $r'_б$ находят путем измерения постоянной времени цепи обратной связи $\tau_к$, поскольку $\tau_к = r'_б C_к$, где $C_к$ – емкость коллекторного перехода.

При работе биполярного транзистора в качестве переключательного элемента (рис. 2.8, *а*) необходимо, чтобы в проводящем состоянии сопротивление участка коллектор – эмиттер было минимальным, а в непроводящем – максимальным. Когда транзистор выключен, т. е. эмиттерный переход смещен в обратном направлении, рабочая точка будет соответствовать точке *A*, которая находится на линии нагрузки, отвечающей сопротивлению резистора нагрузки $R_н$ (рис. 2.8, *б*). Этот режим работы транзистора соответствует режиму отсечки. При увеличении тока базы рабочая точка перемещается по линии нагрузки в сторону к большим значениям коллекторного тока. При достижении базовым током значения $I_{б.вкл}$ (точка *B*) коллекторный ток становится максимально большим, коллекторный переход открывается и транзистор переходит в режим насыщения. Этому моменту соответствует остаточное напряжение между коллектором и эмиттером $U_{КЭ\,ост}$.

Дальнейшее увеличение тока базы не вызывает роста тока коллектора, так как этот ток ограничивается сопротивлением

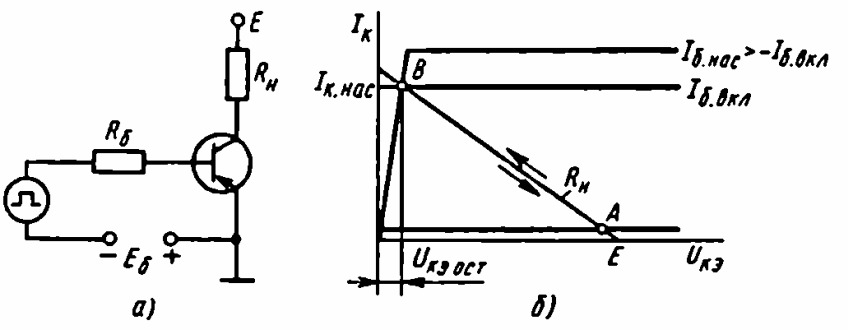


Рис. 2.8

резистора нагрузки $R_н$. Следовательно,

$$I_{К\,нас} = I_{К\,max} = (E - U_{КЭ\,ост})/R_н \approx E/R_н$$

и

$$I_{б.вкл} \approx I_{К\,max}/B.$$

Две указанные рабочие точки характеризуют оба крайние состояния транзисторного ключа.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

2.1. Изобразить схемы включения транзистора ОБ для транзисторов типов *p-n-p* и *n-p-n*. Показать полярности питающих напряжений для случаев работы транзистора: а) в активном режиме; б) в режиме отсечки; в) в режиме насыщения; г) при инверсном включении. На обеих схемах показать направления токов эмиттера $I_Э$, коллектора $I_К$, базы $I_Б$ для всех рассмотренных случаев.

Решение

Схемы включения транзистора с общей базой, полярности питающих напряжений и направления токов для различных случаев работы транзистора показаны на рис. 2.9, *а – г*.

2.2. Транзистор типа *p-n-p* включен по схеме ОЭ (рис. 2.2, *б*). В каком режиме работает транзистор, если: а) напряжение база – эмиттер $U_{БЭ} = -0{,}4$ В и напряжение коллектор – эмиттер $U_{КЭ} = -0{,}3$ В; б) напряжение $U_{БЭ} = -0{,}4$ В и напряжение $U_{КЭ} = -10$ В; в) напряжение $U_{БЭ} = 0{,}4$ В и напряжение $U_{КЭ} = -10$ В?

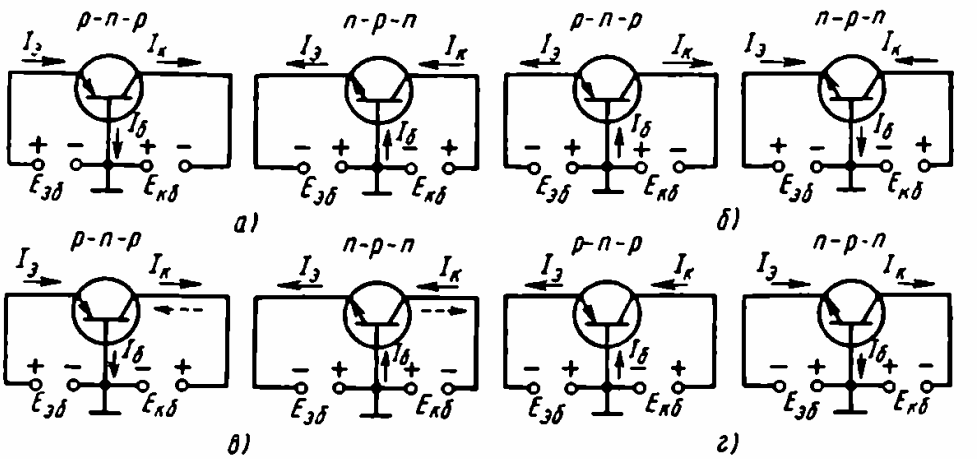


Рис. 2.9

Решение

а) Транзистор работает в режиме насыщения, так как на эмиттерном переходе прямое напряжение (−0,4 В) и на коллекторном переходе также прямое напряжение (0,1 В).

б) Транзистор работает в активном режиме, поскольку на эмиттерном переходе прямое напряжение (−0,4 В), а на коллекторном обратное напряжение (−9,6 В).

в) На обоих переходах обратные напряжения (на эмиттерном − 0,4 В, на коллекторном − 10,4 В); следовательно, транзистор работает в режиме отсечки.

2.3. Транзистор типа *n-p-n* включен по схеме ОБ. Напряжение эмиттер − база $U_{ЭБ} = -0{,}5$ В, напряжение коллектор − база $U_{КБ} = 12$ В. Определить напряжение коллектор − эмиттер.

Решение

Здесь

$$U_{ЭБ} + U_{БК} + U_{КЭ} = 0,$$

откуда

$$U_{КЭ} = 12 + 0{,}5 = 12{,}5 \text{ В}.$$

2.4. Транзистор типа *p-n-p* включен по схеме ОЭ. Напряжение база − эмиттер $U_{БЭ} = -0{,}8$ В, напряжение коллектор − эмиттер $U_{КЭ} = -10$ В. Определить напряжение коллектор − база.

Решение

Здесь

$$U_{ЭБ} + U_{БК} + U_{КЭ} = 0;$$

следовательно, $U_{КБ} = -10 + 0{,}8 = -9{,}2$ В.

2.5. В транзисторе *n-p-n* избыточная концентрация электронов на эмиттерном переходе равна 10^{20} м$^{-3}$. Площади переходов $П = 1 \cdot 10^{-6}$ м^2 одинаковы. Построить график примерного распределения концентрации электронов в области базы и определить ток коллектора, если эффективная ширина базы равна $4 \cdot 10^{-5}$ м и при $T = 300$ К подвижность электронов $\mu_n = 0{,}39$ м^2/(В · с).

Решение

Предположим, что ширина базы много меньше диффузионной длины электронов (неосновных носителей), концентрация акцепторных примесей в базе значительно ниже концентрации донорных примесей в эмиттере и коллекторе, в базовой области отсутствует рекомбинация носителей (распределение элек-

тронов в базе линейное), а концентрация неосновных носителей на коллекторном переходе равна нулю. Исходя из этих допущений, построим примерное распределение концентрации электронов в базе (рис. 2.10).

Плотность тока неосновных носителей заряда (электронов) в базе

$$j_n = eD_n \frac{dn_Э}{dx}.$$

Коэффициент диффузии вычислим из соотношения Эйнштейна:

$$D_n/\mu_n = kT/e,$$

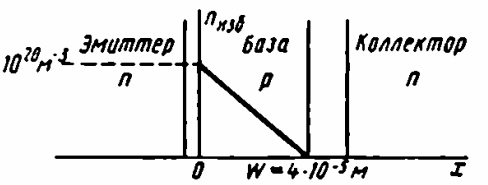


Рис. 2.10

откуда

$$D_n = kT\mu_n/e = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 0{,}39/(1{,}602 \cdot 10^{-19}) = 1 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2/\text{с}.$$

Определим градиент концентрации электронов в базе:

$$\frac{dn_Э}{dx} = -\frac{10^{20}}{4 \cdot 10^{-5}} = -0{,}25 \cdot 10^{25} \text{ м}^{-4}.$$

Принимая за положительное направление ток коллектора в активном режиме, имеем

$$I_К = -j_n П = -eD_n \frac{dn_Э}{dx} П =$$

$$= 1{,}602 \cdot 10^{-19} \cdot 1 \cdot 10^{-2} \cdot 0{,}25 \cdot 10^{25} \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 4 \text{ мА}.$$

2.6. В *p-n-p*-транзисторе площади эмиттерного и коллекторного переходов одинаковы и равны $1 \cdot 10^{-6}$ м^2, коэффициент диффузии дырок в базе $D_p = 4{,}7 \cdot 10^{-3}$ м^2/с. При $U_{КБ} = -1$ В распределение концентрации дырок в базе имеет вид, показанный на рис. 2.11.

Требуется: а) пренебрегая токами утечки, определить ток эмиттера, обусловленный дырками; б) вычислить дифференциальное сопротивление между коллектором и базой при $U_{КБ} = -16$ В, если толщина обедненного носителями заряда слоя коллекторного перехода $w_к = (1 + \sqrt{|U_{КБ}|})\,10^{-6}$ м. Предположить, что условия на переходе эмиттер–база не изменяются и соответствуют условиям, показанным на рис. 2.11.

Решение

Плотность дырочного тока в базе

$$j_p = -eD_p \frac{dp_Э}{dx};$$

дырочный ток эмиттера

$$I_p = -eD_p \frac{dp_э}{dx} П.$$

Градиент концентрации дырок

$$\frac{dp_э}{dx} = -\frac{p_э}{w} = -\frac{2 \cdot 10^{20}}{2 \cdot 10^{-5}} = -1 \cdot 10^{25} \text{ дырок/м}^4.$$

Следовательно,

$$I_p = j_p П = -eD_p \frac{dp_э}{dx} П = 1{,}602 \cdot 10^{-19} \cdot 47 \cdot 10^{-4} (10 \cdot 10^{25}) \cdot 10^{-6} =$$

$$= 7{,}5 \text{ мА}.$$

Ток коллектора

$$I_к = eD_p П p_э / (w_{полн} - w_к) = eD_p П p_э / w_э,$$

где w – эффективная ширина базы.

Следовательно, $w_{полн} = w + w_к = 2 \cdot 10^{-5} + (1 + \sqrt{|U_{кб}|}) \cdot 10^{-6}$; при $U_{кб} = -1$ В $w_{полн} = 2 \cdot 10^{-5} + 2 \cdot 10^{-6} = 2{,}2 \cdot 10^{-5}$ м, тогда

$$I_к = \frac{eD_p П p_э}{[w_{полн} - (1 + \sqrt{|U_{кб}|})] \cdot 10^{-6}}.$$

Продифференцируем это выражение по $U_{кб}$:

$$\left| \frac{dI_к}{dU_{кб}} \right| = \frac{eD_p П p_э (|U_{кб}|^{-1/2}/2) \cdot 10^{-6}}{[w_{полн} - (1 + \sqrt{|U_{кб}|}) \cdot 10^{-6}]^2}.$$

При $U_{кб} = -16$ В

$$\left| \frac{dI_к}{dU_{кб}} \right| = \frac{1{,}6 \cdot 10^{-19} \cdot 4{,}7 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{20} (16^{-1/2}/2) \cdot 10^{-6}}{[2{,}2 \cdot 10^{-5} - (1 + \sqrt{16}) \cdot 10^{-6}]^2} =$$

$$= \frac{1{,}88 \cdot 10^{-14}}{2{,}89 \cdot 10^{-10}} \text{ См}.$$

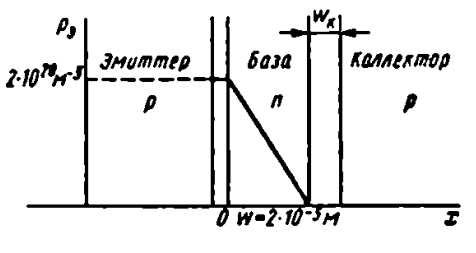


Рис. 2.11

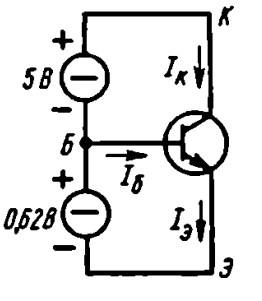


Рис. 2.12

Дифференциальное сопротивление

$$r_к = \frac{dU_{кб}}{dI_{кб}} = \frac{2{,}89 \cdot 10^{-10}}{1{,}88 \cdot 10^{-14}} \cong 15{,}4 \text{ кОм}.$$

2.7. Транзистор, имеющий параметры $\alpha = 0{,}995$, $\alpha_I = 0{,}1$, $I_{эбк} = 10^{-14}$ А, $I_{кбк} = 10^{-13}$ А, включен в схему, изображенную на рис. 2.12.

Определить напряжение коллектор–эмиттер $U_{кэ}$, а также токи $I_э$, $I_к$, $I_б$.

Решение

Напряжение коллектор–эмиттер найдем из выражения

$$U_{эб} + U_{бк} + U_{кэ} = 0,$$

откуда

$$U_{кэ} = 5 + 0{,}62 = 5{,}62 \text{ В}.$$

Определим ток коллектора:

$$I_к = \alpha I_{эбк}(e^{eU_{бэ}/(kT)} - 1) - I_{кбк}(e^{eU_{бк}/(kT)} - 1).$$

Заметим, что в последнем слагаемом членом с экспоненциальным множителем можно пренебречь из-за большого отрицательного напряжения $U_{бк}$. Подставляя значения величин из условия задачи, получаем

$$I_к = 0{,}995 \cdot 10^{-14}(e^{0.62/0.025} - 1) - 10^{-13}(e^{-5/0.026} - 1) =$$
$$= 2{,}3 \cdot 10^{-4} \text{ А}.$$

Определяем ток эмиттера по формуле

$$I_э = I_{эбк}(e^{eU_{бэ}/(kT)} - 1) - \alpha_I I_{кбк}(e^{eU_{бк}/(kT)} - 1) =$$
$$= 10^{-14}(2{,}3 \cdot 10^{10}) - 10^{-14} = 2{,}3 \cdot 10^{-4} \text{ А}.$$

Ток базы

$$I_б = -I_к + I_э = 0.$$

В действительности ток базы не равен нулю. Неточный результат получен из-за приближенного вычисления тока коллектора:

$$I_к = 0{,}995 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-14} \cdot 10^{10} = 2{,}3 \cdot 10^{-4} \text{ А}.$$

Следовательно, в действительности

$$I_б = -0{,}995 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-4} + 2{,}3 \cdot 10^{-4} = 1{,}15 \cdot 10^{-6} \text{ А}.$$

2.8. На рис. 2.13, *а, б* изображены входные и выходные характеристики транзистора в схеме ОЭ. Требуется построить ха-

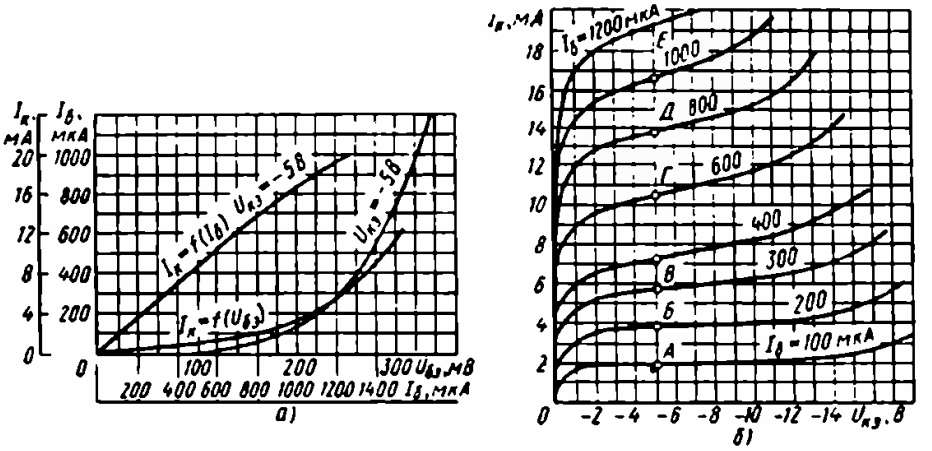


Рис. 2.13

рактеристику передачи тока $I_К = f(I_Б)$ при $U_{КЭ} = -5$ В = const и характеристику передачи $I_К = f(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ} = -5$ В = = const.

Решение

Первая кривая – зависимость $I_К = f(I_Б)$ при $U_{КЭ} = -5$ В = = const – строится по точкам *А*, *Б*, *В*, *Г*, *Д*, *Е*, которые являются точками пересечения вертикали для $U_{КЭ} = -5$ В с выходными характеристиками для разных токов базы $I_Б$. Эту кривую можно построить на графике входной характеристики, если по оси ординат отложить значения $I_К$, а по оси абсцисс – значения $I_Б$ (рис. 2.13, *а*).

Вторая кривая строится на основе входной и выходной характеристик. Например, при напряжении коллектор – эмиттер $U_{КЭ} = -5$ В ток базы $I_Б = 200$ мкА соответствует на входной характеристике напряжению $U_{БЭ} = 225$ мВ, а на выходной – току $I_К = 3{,}9$ мА. Поэтому в системе координат $I_К - U_{БЭ}$ наносим точку с этими координатами (3,9 мА; 225 мВ). Аналогично находим другие точки, по которым строим кривую.

Для удобства можно составить таблицу (для $U_{КЭ} = -5$ В):

$I_Б$, мкА	100	200	300	400	600
$U_{БЭ}$, мВ	180	225	245	265	288
$I_К$, мА	2,0	3,9	5,7	7,4	10,5
Точки	*А*	*Б*	*В*	*Г*	*Д*

Из построенных характеристик передачи (рис. 2.13, *а*) отчетливо видно, что кривая $I_К = f(I_Б)$ близка к линейной, а кривая $I_К = f(U_{БЭ})$ в нижней части резко нелинейна.

2.9. Пользуясь семействами входных и выходных характеристик транзистора для схемы ОЭ (рис. 2.13, *а, б*), построить входные и выходные характеристики для схемы ОК.

2.10. Пользуясь семействами входных и выходных характеристик для схемы ОЭ (рис. 2.13, *а, б*), построить входные и выходные характеристики для схем ОБ.

2.11. Транзистор *p-n-p* включен в схему с общей базой. Показать, что дифференциальное сопротивление эмиттера можно приближенно вычислить по формуле $r_э \approx kT/(eI_э)$, где $I_э$ – ток эмиттера. Вычислите $r_э$ при $T = 300$ К, если $I_э = 2$ мА.

Решение

Так как на эмиттерный переход подано прямое напряжение, то ток эмиттера может быть определен следующим образом:

$$I_э = I_{эб0}(e^{eU_{эб}/(kT)} - 1),$$

где $I_{эб0}$ – обратный ток.

Тогда

$$r_э = \frac{dU_{эб}}{dI_э}\bigg|_{U_{кб} = \text{const}} = \frac{kT}{e(I_э + I_{эб0})},$$

но

$$I_э \gg I_{эб0} \text{ и } r_э \approx kT/(eI_э) \approx \varphi_т/I_э.$$

При $I_э = 2$ мА и $T = 300$ К

$$r_э = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300/(1{,}6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{-3}) = 13 \text{ Ом}.$$

2.12. Пользуясь схемой замещения транзистора, включенного по схеме ОБ (рис. 2.14, *а*), установить зависимость между собственными параметрами и параметрами системы *h*.

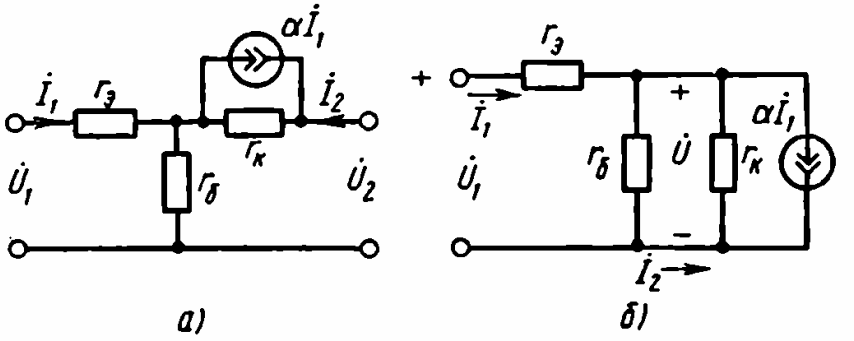


Рис. 2.14

Решение

Параметры

$$h_{11б} = \left.\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}\right|_{\dot{U}_2 = 0} \quad \text{и} \quad h_{21б} = \left.\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}\right|_{\dot{U}_2 = 0}$$

определяются в режиме короткого замыкания на выходе для переменного тока. Поэтому для нахождения этих параметров преобразуем схему на рис. 2.14,*а* в схему, изображенную на рис. 2.14,*б*. Применив к этой схеме уравнения Кирхгофа, найдем напряжение на входе:

$$\dot{U}_1 = r_э \dot{I}_1 + \frac{(1-\alpha)\dot{I}_1 r_б r_к}{r_б + r_к}.$$

Следовательно, входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе для переменного тока

$$h_{11б} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = r_э + \frac{(1-\alpha) r_б r_к}{r_б + r_к}.$$

Это точное выражение можно упростить. Учитывая, что $r_к \gg r_б$, можно записать: $h_{11б} \approx r_э + r_б(1-\alpha)$.

Из схемы на рис. 2.14,*б* видно, что

$$\dot{I}_2 + \alpha \dot{I}_1 = \dot{U}/r_к, \text{ но } \dot{U} = \frac{(1-\alpha)\dot{I}_1 r_к r_б}{r_б + r_к}.$$

Следовательно,

$$\dot{I}_2 = -\alpha \dot{I}_1 - \frac{(1-\alpha)\dot{I}_1 r_б}{r_б + r_к} = -\dot{I}_1 \left(\frac{\alpha r_б + \alpha r_к + r_б - \alpha r_б}{r_б + r_к} \right) =$$

$$= -\dot{I}_1 \left(\frac{\alpha r_к + r_б}{r_б + r_к} \right),$$

откуда

$$h_{21б} = \left.\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}\right|_{\dot{U}_2 = 0} = -\frac{r_б + \alpha r_к}{r_б + r_к}.$$

Разделив числитель и знаменатель почленно на $r_к$, получим

$$h_{21б} = -(r_б/r_к + \alpha)/(1 + r_б/r_к).$$

Так как $\alpha \approx 1$, $r_б/r_к \ll 1$, то $h_{21б} \approx -\alpha$.

Параметры $h_{12б}$ и $h_{22б}$ определяются в режиме холостого хода входной цепи для переменного тока (при разомкнутых входных зажимах). При этом зависимый генератор тока выключается. Нетрудно заметить, что в этом случае $h_{12б} = r_б/(r_б + r_к)$ и $h_{22б} = 1/(r_б + r_к)$.

2.13. Установить связь между z-параметрами и y-параметрами транзистора.

Решение

Уравнения для системы z-параметров имеют вид

$$\dot{U}_1 = z_{11}\dot{I}_1 + z_{12}\dot{I}_2,$$
$$\dot{U}_2 = z_{21}\dot{I}_1 + z_{22}\dot{I}_2.$$

Уравнения для системы y-параметров таковы:

$$\dot{I}_1 = y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2,$$
$$\dot{I}_2 = y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2.$$

Переход от одной системы параметров к другой удобно осуществлять с помощью определителей. Решая уравнения первой системы относительно $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$, получаем

$$\dot{I}_1 = \frac{\begin{vmatrix} \dot{U}_1 & z_{12} \\ \dot{U}_2 & z_{22} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{vmatrix}} = \frac{z_{22}\dot{U}_1 - z_{21}\dot{U}_2}{z_{11}z_{22} - z_{21}z_{12}} = \frac{z_{22}}{\Delta z}\dot{U}_1 - \frac{z_{12}}{\Delta z}\dot{U}_2;$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\begin{vmatrix} z_{11} & \dot{U}_1 \\ z_{21} & \dot{U}_2 \end{vmatrix}}{\Delta z} = -\frac{z_{21}}{\Delta z}\dot{U}_1 - \frac{z_{11}}{\Delta z}\dot{U}_2,$$

где $\Delta z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$ – детерминант матрицы. Сопоставляя коэффициенты перед $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ из уравнения второй системы с соответствующими коэффициентами из уравнений первой системы, выведем искомые соотношения:

$$y_{11} = z_{22}/\Delta z;\ y_{12} = -z_{12}/\Delta z;\ y_{21} = -z_{21}/\Delta z;\ y_{22} = z_{11}/\Delta z.$$

2.14. Выразить параметры транзистора $h_{12э}$ и $h_{11э}$ в схеме ОЭ через h-параметры транзистора в схеме ОБ.

Решение

Схема замещения транзистора с общей базой изображена на рис. 2.15, *а*. Если данный транзистор включить по способу ОЭ, то схема замещения примет вид, показанный на рис. 2.15, *б*. По определению,

$$h_{12э} = \left.\frac{\dot{U}_{бэ}}{\dot{U}_{кэ}}\right|_{i_б = 0} = -\left.\frac{\dot{U}_{кб} + \dot{U}_{кэ}}{\dot{U}_{кэ}}\right|_{i_б = 0} = \left(1 - \frac{\dot{U}_{кб}}{\dot{U}_{кэ}}\right)_{i_б = 0},$$

если $\dot{I}_б = 0$, то $\dot{I}_к = -\dot{I}$, и ток (рис. 2.15, *а*) $I = -(1 + h_{21б})I$. Так как $h_{22б}$ является проводимостью, то $\dot{I} = h_{22б}\dot{U}_{кб} = -(1 + h_{21б})\dot{I}$.

Используя второй закон Кирхгофа, для выходного контура на рис. 2.15, *б* можно написать

$$h_{11б}\dot{I} + h_{21б}\dot{U}_{кб} - \dot{U}_{кб} + \dot{U}_{кэ} = 0.$$

Комбинируя два последних выражения, получаем

$$-\frac{h_{11б}h_{22б}}{1 + h_{21б}}\dot{U}_{кб} + h_{21б}\dot{U}_{кб} - \dot{U}_{кб} + \dot{U}_{кэ} = 0$$

или

$$\dot{U}_{кб}/\dot{U}_{кэ} = \frac{1 + h_{21б}}{h_{11б}h_{22б} + (1 - h_{12б})(1 + h_{21б})}.$$

Следовательно,

$$h_{21э} = 1 - \frac{\dot{U}_{кб}}{\dot{U}_{кэ}} = \frac{h_{11б}h_{22б} - (1 + h_{21б})h_{12б}}{h_{11б}h_{22б} + (1 - h_{12б})(1 + h_{21б})}.$$

Поскольку $h_{12б} \ll 1$ и $h_{22б}h_{11б} \ll 1 + h_{21б}$, эта формула упрощается:

$$h_{12э} \cong \frac{h_{11б}h_{22б}}{1 + h_{21б}} - h_{12б}.$$

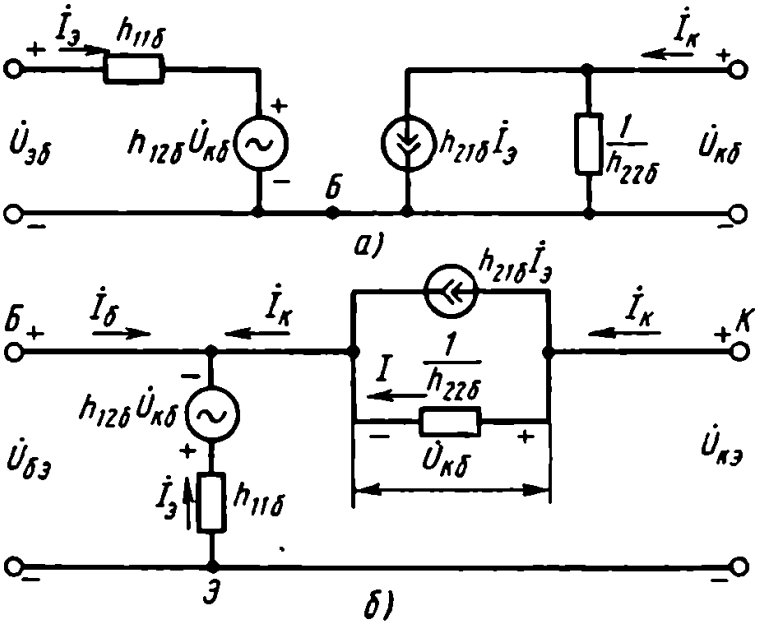


Рис. 2.15

По определению, $h_{11э} = \left.\dfrac{\dot{U}_{бэ}}{\dot{I}_б}\right|_{\dot{U}_{кэ}=0}$, т. е. данный параметр определяется в режиме короткого замыкания на выходе. Замкнув выходные зажимы в схеме на рис. 2.15, *а*, получим схему, изображенную на рис. 2.16. Отметим, что в этом случае $\dot{U}_{кб} = -\dot{U}_{бэ}$.

Применив второй закон Кирхгофа для входного контура, получим $\dot{U}_{кб} - h_{11б}\dot{I}_э - h_{12б}\dot{U}_{кб} = 0$. Комбинируя два последних выражения, получаем

$$\dot{I}_э = \frac{1 - h_{21б}}{h_{11б}}\dot{U}_{кб}.$$

Применяя первый закон Кирхгофа для узла *Б*, получаем

$$\dot{I}_б + \dot{I}_э + h_{21б}\dot{I}_э - h_{22б}\dot{U}_{бэ} = 0$$

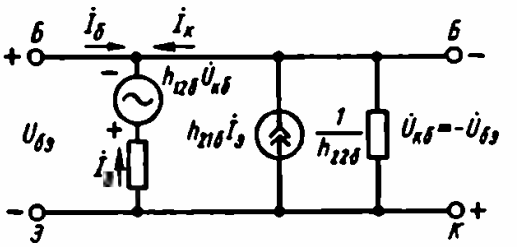


Рис. 2.16

или

$$\dot{I}_б = (1 + h_{21б})\frac{1 - h_{21б}}{h_{11б}}\dot{U}_{бэ} + h_{22б}\dot{U}_{бэ}.$$

Следовательно,

$$h_{11э} = \frac{\dot{U}_{бэ}}{\dot{I}_б} = \frac{h_{11б}}{h_{11б}h_{22б} + (1 - h_{12б})(1 + h_{21б})}.$$

Это выражение является точным.

Так как $h_{12б} \ll 1$ и $h_{22б}h_{11б} \ll 1 + h_{21б}$, то выражение приводится к виду

$$h_{11э} \approx h_{11б}/(1 + h_{21б}).$$

2.15. Определить, являются ли совместимыми типовые значения параметров некоторого транзистора, включенного по схеме ОБ: $h_{11б} = 30$ Ом; $h_{12б} = 4 \cdot 10^{-3}$; $h_{21б} = -0{,}97$; $h_{22б} = 1 \cdot 10^{-6}$ См. Параметры заданы для рабочей точки: $U_{кб} = -5$ В; $I_э = 1$ мА.

Решение

Необходимость предварительной проверки совместимости всех четырех *h*-параметров вызвана тем, что они характеризуют один и тот же транзистор и поэтому между ними существуют вполне определенные соотношения. В справочниках же даются усредненные значения параметров, которые могут этим

соотношениям не удовлетворять. Иначе говоря, приняв для расчета приводимые в справочниках типовые значения параметров, можно получить абсурдные результаты.

Проверку совместимости параметров транзистора производят, вычисляя с помощью этих параметров значения сопротивлений Т-образной схемы замещения. В качестве критерия совместимости принимают положение о том, что все три сопротивления Т-образной схемы замещения с одним зависимым генератором должны быть положительны.

Найдем собственные параметры транзистора по формулам

$$\alpha = -h_{21б} = 0{,}97;$$

$$r_б \approx \frac{h_{12б}}{h_{22б}} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 4000 \text{ Ом};$$

$$r_э = h_{11б} - h_{21б}\left(\frac{1 + h_{21б}}{h_{22б}}\right) = h_{11б} - r_б(1 - \alpha) = 30 - 4000(1 - 0{,}97) =$$

$$= -90 \text{ Ом};$$

$$r_к = \frac{1}{h_{22б}} - r_б \cong \frac{1}{h_{22б}} = \frac{1}{10^{-6}} = 1 \text{ МОм}.$$

Поскольку значение параметра $r_э$ получилось отрицательным, приведенные в условии задачи значения параметров являются несовместимыми. Отрицательное значение сопротивления $r_э$ обусловлено слишком большим значением $r_б$, а последнее – большим значением параметра $h_{12б}$.

При несовместимости параметров в качестве исходных данных при расчете принимают три каких-либо h-параметра из четырех, имеющихся в справочнике, а четвертый определяют с учетом выбранных значений трех остальных, задавшись дополнительно значением одного из сопротивлений схемы замещения транзистора. Например, в рассматриваемом случае принимаем $h_{11б} = 30$ Ом; $h_{21б} = -0{,}97$; $h_{22б} = 1$ мкСм и полагаем, что значение сопротивления эмиттера $r_э$ в схеме замещения транзистора при $U_{КБ} = -5$ В и $I_Э = 1$ мА составляет 26 Ом.

Полагая $r_э = 26$ Ом и $\alpha = |h_{21б}|$, находим $r_б$ по формуле

$$r_б = \frac{h_{11б} - r_э}{1 + |h_{21б}|} = \frac{30 - 26}{1 - 0{,}97} = 133 \text{ Ом}.$$

Теперь находим параметр $h_{12б}$:

$$h_{12б} = r_б h_{22} = 133 \cdot 10^{-6} = 0{,}133 \cdot 10^{-3}.$$

2.16. По входным характеристикам транзистора в схеме ОБ (рис. 2.4, *а*) в рабочей точке с напряжением эмиттер – база $U_{ЭБ} = 0{,}62$ В и напряжением коллектор – база $U_{КБ} = -5$ В определить параметры $h_{11б}$ и $h_{12б}$.

Ответ: $h_{11б} = 15$ Ом, $h_{12б} = 1{,}4 \cdot 10^{-3}$.

2.17. По выходным характеристикам транзистора в схеме ОЭ (рис. 2.13, *б*) в рабочей точке с напряжением коллектор – эмиттер $U_{КЭ} = -8$ В и током базы $I_Б = 400$ мкА определить параметры $h_{21э}$ и $h_{22э}$.

Ответ: $h_{21э} = 17$, $h_{22э} = 2 \cdot 10^{-4}$ См.

2.18. По выходным характеристикам транзистора в схеме ОБ (рис. 2.4, *б*) в рабочей точке с напряжением коллектор – база $U_{КБ} = -6$ В и током эмиттера $I_Э = 3$ мА определить параметры $h_{21б}$, $h_{22б}$.

Ответ: $h_{21б} = -0{,}98$, $h_{22б} = 40$ мкСм.

Аналитический расчет рабочего режима

2.19. В цепи, изображенной на рис. 2.17, *а*, $E_К = -10$ В, $R_н = 2$ кОм, $R_э = 1$ кОм. Определить входное сопротивление цепи, если коэффициент передачи тока базы транзистора $\beta = 50$.

Решение

Входное сопротивление $R_{вх} = \dot{U}_б / \dot{I}_б$. Так как ввиду малости можно пренебречь падением напряжения на эмиттерном переходе, то $\dot{U}_б \approx -\dot{I}_э R_э$, а $\dot{I}_э = -\dot{I}_б(\beta + 1)$. Следовательно, $R_{вх} = \dot{I}_б(\beta + 1) R_э / \dot{I}_б = 1(50 + 1) = 51$ кОм. Это примерное значение входного сопротивления получено без учета сопротивления эмиттера $r_э$ и сопротивления базы $r_б$. Если учесть эти сопротивления, то формула для входного сопротивления будет иметь вид $R_{вх} = (r_э + R_э)(\beta + 1) + r_б$. На практике $r_э \ll R_э$ и $r_б \ll R_э(\beta + 1)$, поэтому приближенно можно считать, что $R_{вх} \cong R_э(\beta + 1)$.

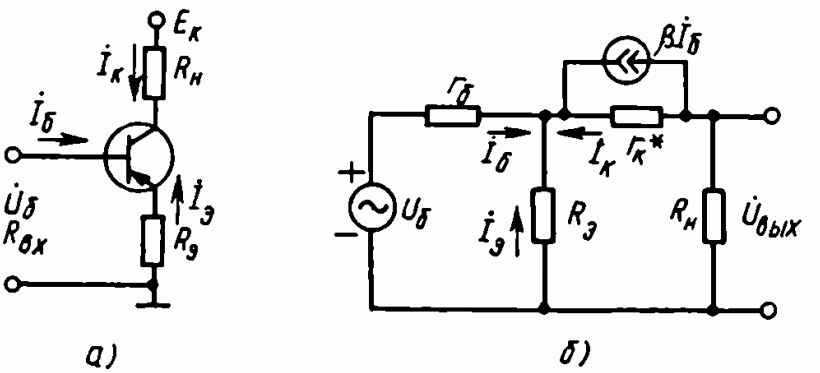


Рис. 2.17

Здесь не было учтено также влияние сопротивления $r_к^*$. Схема замещения, учитывающая это влияние, показана на рис. 2.17,*б*. Предположим, что $r_к^* = \infty$ и генератор тока $\beta \dot{I}_б$ отсутствует. Тогда ток коллектора $\dot{I}_к$ равен нулю и входной ток базы $\dot{I}_б$ определяется только $r_б$ и $R_э$. В таком случае $R_{вх} = r_б + R_э$.

Теперь допустим, что сопротивление $r_к^*$ бесконечно, но имеется генератор тока $\beta \dot{I}_б$. Следовательно, источник $\dot{U}_б$ вызывает ток $\dot{I}_б$, а источник $\beta \dot{I}_б$ будет вызывать ток коллектора $\dot{I}_к = \beta \dot{I}_б$. Эти токи вызывают на сопротивлении $R_э$ падение напряжения $R_э(\dot{I}_б + \beta \dot{I}_б)$. Из анализа схемы следует, что

$$\dot{I}_б = \frac{\dot{U}_б - R_э(\beta + 1)\dot{I}_б}{r_б}.$$

Решив это уравнение относительно $\dot{I}_б$, получим

$$\dot{I}_б = \frac{\dot{U}_б}{r_б + R_э(\beta + 1)}.$$

Тогда входное сопротивление

$$R_{вх} = \dot{U}_б / \dot{I}_б = r_б + R_э(\beta + 1).$$

Будем считать, что сопротивление $r_к^*$ конечно. При уменьшении $r_к^*$ все большая часть тока $\beta \dot{I}_б$ будет проходить через это сопротивление, вместо того чтобы идти к коллекторным выводам и создавать ток коллектора. Следовательно, падение напряжения на резисторе $R_э$ будет меньше и входное сопротивление будет уменьшаться. Проанализируем это явление, заменив в схеме на рис. 2.17,*б* генератор тока генератором напряжения. Используя метод эквивалентного генератора, получим схему, показанную на рис. 2.18. Для контуров можно записать:

$$\dot{U}_б = (r_б + R_э)\dot{I}_б + R_э \dot{I}_к;$$

$$0 = (R_э - \beta r_к^*)\dot{I}_б + (R_э + r_к^* + R_н)\dot{I}_к.$$

Решим эти уравнения относительно $\dot{I}_б$:

$$\dot{I}_б = \frac{\begin{vmatrix} \dot{U}_б & R_э \\ 0 & R_э + r_к^* + R_н \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} r_б + R_э & R_э \\ R_э - \beta r_к^* & R_э + r_к^* + R_н \end{vmatrix}} =$$

$$= \frac{\dot{U}_б(R_э + r_к^* + R_н)}{(r_б + R_э)(R_э + r_к^* + R_н) - R_э(R_э - \beta r_к^*)}.$$

Преобразуем знаменатель дроби:

$$r_б(R_э + r_к^* + R_н) + R_э^2 + R_э r_к^* + R_э R_н - R_э^2 + R_э \beta r_к^*$$

или

$$r_б(R_э + r_к^* + R_н) + R_э[r_к^*(\beta + 1) + R_н].$$

Если числитель и знаменатель уравнения для $\dot{I}_Б$ разделить на $R_э + r_к^* + R_н$, то можно переписать это уравнение в виде $\dot{I}_б = \dot{U}_Б/R_{вх}$, где $R_{вх}$ – выходное сопротивление. Следовательно, входное сопротивление

$$R_{вх} = r_б + \frac{R_э[r_к^*(\beta + 1) + R_н]}{R_э + r_к^* + R_н}.$$

Разделив числитель и знаменатель на $r_к^*$, получим

$$R_{вх} = r_б + \frac{R_э[(\beta + 1) + R_н/r_к^*]}{1 + (R_э + R_н)/r_к^*}.$$

Получено точное выражение для входного сопротивления. Из этого выражения можно выяснить роль сопротивления $r_к^*$. Если $(R_э + R_н)/r_к^* \ll 1$, то $R_н/r_к^* \ll 1$ и тогда уравнение принимает вид $R_{вх} = r_б + R_э(\beta + 1)$.

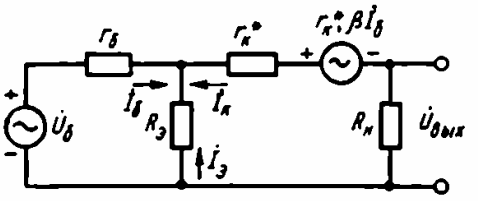


Рис. 2.18

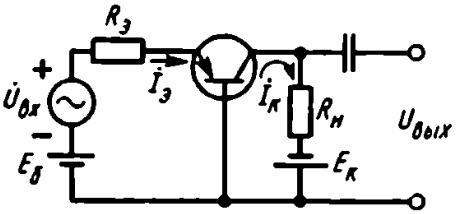


Рис. 2.19

2.20. Дана схема, изображенная на рис. 2.19. Известно, что транзистор работает в активном режиме. Предполагая, что сопротивление резистора $R_э$ достаточно велико по сравнению с сопротивлением эмиттерного перехода и что сопротивление коллекторного перехода $r_к \gg R_н$, найти коэффициент усиления по напряжению K_U.

Решение

Выходное напряжение

$$\dot{U}_{вых} = -\dot{I}_к R_н.$$

Пренебрегая падением напряжения на эмиттерном переходе, можно написать

$$\dot{I}_э = \dot{U}_{вх}/R_э.$$

Пренебрегая обратным током коллектора $I_{КБ0}$, найдем ток коллектора:

$$\dot{I}_к = -\alpha \dot{I}_э.$$

Следовательно,

$$\dot{U}_{вых} = \alpha \dot{I}_Э R_н = \alpha \dot{U}_{вх} R_н / R_Э.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{\dot{U}} = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх} = \alpha R_н / R_Э.$$

2.21. В схеме на рис. 2.20 $R_Э = 5$ кОм, $R_н = 10$ кОм, $E_Э = 10$ В, $E_к = 30$ В. Определить напряжение коллектор – база $U_{КБ}$.

Решение

Значения коэффициента передачи тока эмиттера α и обратного тока коллектора не приведены, чтобы читатель привык

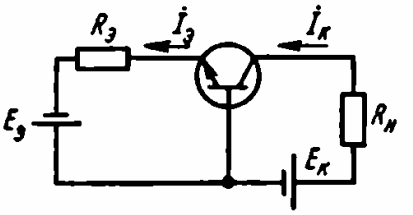


Рис. 2.20

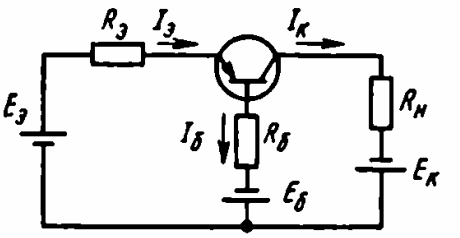


Рис. 2.21

делать самостоятельно допустимые приближения. Если температура, при которой работает транзистор, невелика, то можно считать, что $I_{КБ0} \approx 0$. Коэффициент передачи тока эмиттера α принимаем равным единице. Тогда, пренебрегая падением напряжения на эмиттерном переходе, можно записать $I_Э = E_Э / R_Э = 10/(5 \cdot 10^3) = 2$ мА, а ток коллектора $I_К \simeq \alpha I_Э \simeq I_Э = 2$ мА. Следовательно,

$$U_{КБ} = E_к - I_К R_н = 30 - 2 \cdot 10 = 10 \text{ В}.$$

2.22. В схеме на рис. 2.21 $E_Э = 2$ В, $R_Э = 2$ кОм, $R_б = 15$ кОм, $E_б = 3$ В, $R_н = 4$ кОм, $E_к = 16$ В. Транзистор имеет параметры: $\alpha = 0{,}98$; $I_{КБ0} = 10$ мкА. Определить ток коллектора.

Решение

Используя второй закон Кирхгофа для входной цепи (эмиттер – база) и пренебрегая падением напряжения $U_{БЭ}$ на эмиттерном переходе, запишем

$$E_Э + E_б = I_Э R_Э + I_Б R_Б.$$

Ток базы

$$I_Б = I_Э (1 - \alpha) - I_{КБ0};$$

следовательно,

$$E_э + E_б = I_Э R_э + [I_Э(1 - \alpha) - I_{КБ0}] R_б,$$

откуда

$$I_Э = \frac{E_э + E_б + I_{КБ0} R_б}{R_э + R_б(1 - \alpha)} = \frac{2 + 3 + 0{,}01 \cdot 15}{2 + 15(1 - 0{,}98)} = 2{,}4 \text{ мА}.$$

Найдем ток коллектора:

$$I_К = \alpha I_Э + I_{КБ0} = 0{,}98 \cdot 2{,}4 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-6} \cong 2{,}36 \text{ мА}.$$

2.23. Дана схема, изображенная на рис. 2.22. Доказать, что ток коллектора в этой схеме может быть вычислен по следующей приближенной формуле:

$$I_К \approx \beta \frac{(E_к + I_{КБ0} R_б)}{(R_б + \beta R_н)}.$$

Решение

Здесь

$$I_К = \beta I_Б + I_{КБ0}(\beta + 1); \quad U_{КЭ} \cong I_Б R_б; \quad U_{КЭ} = E_к - (I_Б + I_К) R_н.$$

Из двух последних выражений получим

$$I_Б R_б = E_к - (I_Б + I_К) R_н,$$

откуда

$$I_Б = \frac{E_к - I_К R_н}{R_б + R_н}.$$

Подставив это уравнение в выражение для $I_К$, получим

$$I_К = \beta \frac{E_к - I_К R_н}{R_б + R_н} + I_{КБ0}(\beta + 1),$$

откуда

$$I_К = \frac{\beta E_к + I_{КБ0}(\beta + 1)(R_б + R_н)}{R_б + R_н(\beta + 1)}.$$

Учитывая, что $\beta \gg 1$ и $\beta + 1 \approx \beta$, получаем

$$I_К \approx \beta \frac{E_к + I_{КБ0}(R_н + R_б)}{R_б + \beta R_н}.$$

Так как обычно $R_б \gg R_н$, то

$$I_К \approx \beta \frac{E_к + I_{КБ0} R_б}{R_б + \beta R_н}.$$

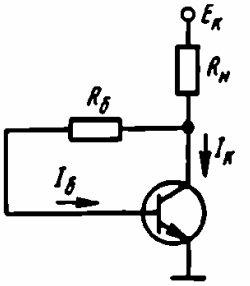


Рис. 2.22

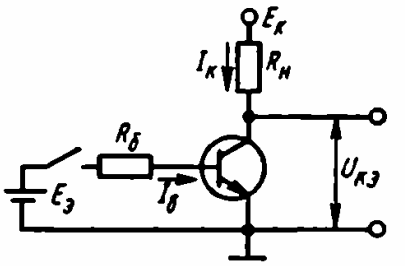


Рис. 2.23

2.24. В схеме, изображенной на рис. 2.23, используется транзистор с коэффициентом передачи тока базы $\beta = 50$ и обратным током коллекторного перехода $I_{кб0} = 10$ мкА. Известно, что $R_б = 10$ кОм, $E_э = 1$ В, $R_н = 5$ кОм, $E_к = 20$ В. Определить напряжение коллектор–эмиттер при разомкнутом и замкнутом ключе, считая, что коэффициент β неизменен.

Решение

При разомкнутом ключе ток базы $I_Б = 0$ и в идеальном транзисторе ток коллектора $I_К = \beta I_Б + I_{кб0}(\beta + 1) = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 51 = 0{,}51$ мА; $U_{КЭ} = E_к - I_К R_н = 20 - 0{,}51 \cdot 5 = 17{,}5$ В.

Пренебрегая падением напряжения на эмиттерном переходе, находим ток базы при замкнутом ключе:

$$I_Б \approx E_э / R_б = 1/(10 \cdot 10^3) = 100 \text{ мкА}.$$

Если считать, что сохраняется активный режим, то ток коллектора $I_К = \beta I_Б + I_{кб0}(\beta + 1) = 50 \cdot 10^{-4} + 51 \cdot 10^{-5} = 5{,}51$ мА и напряжение коллектор–эмиттер

$$U_{КЭ} = E_к - I_К R_н = 20 - 5{,}51 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = -7{,}5 \text{ В}.$$

Этот результат означает, что транзистор работает в режиме насыщения, так как на эмиттерном и на коллекторном переходах существуют прямые напряжения. Но в режиме насыщения ток коллектора не может быть больше значения $I_{К\,max} \approx E_к / R_н = 4$ мА. При этом напряжение коллектор–эмиттер $U_{КЭ} \approx 0$. Таким образом, при замкнутом ключе $U_{КЭ} \approx 0$.

2.25. Транзистор используется в схеме, показанной на рис. 2.24. Данные схемы: $E_к = -28$ В, $R_б = 15$ кОм, $R_э = 1$ кОм, $R_н = 2$ кОм. Определить, при каком минимальном входном напряжении транзистор будет работать в режиме насыщения. Принять, что на границе режима насыщения $\beta = 9$.

Решение

В режиме насыщения напряжения $U_{КЭ} \approx 0$. Входное напряжение

$$U_{вх} = -I_Э R_э - I_Б R_б.$$

Напряжение коллекторного источника питания

$$E_к = -I_Э R_э - I_К R_н.$$

Ток эмиттера

$$I_Э \approx I_Б(\beta + 1).$$

Ток коллектора

$$I_К \approx \beta I_Б.$$

Следовательно, входное напряжение

$$U_{вх} = -[I_Б(\beta + 1)R_э + I_Б R_б] = -I_Б[R_э(\beta + 1) + R_б].$$

Если напряжение источника питания

$$E_к = -I_Б(\beta + 1)R_э + I_Б \beta R_н = -I_Б[R_э(\beta + 1) + \beta R_н],$$

то ток базы

$$I_Б = \frac{-E_к}{R_э(\beta + 1) + \beta R_н} = \frac{28}{10^3(9 + 1) + 9 \cdot 2 \cdot 10^3} = 1 \text{ мА}.$$

Таким образом, окончательно получим $U_{вх} = -1[1(9 + 1) + 15] = -25$ В.

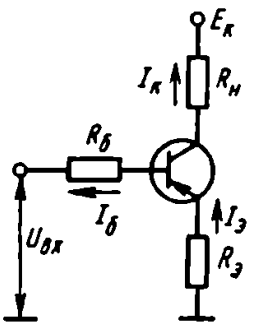


Рис. 2.24

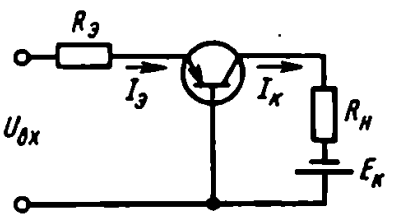


Рис. 2.25

2.26. В схеме на рис. 2.25 используется транзистор с коэффициентом передачи тока эмиттера $\alpha = 0{,}99$ и обратным током коллектора $I_{КБ0} = 10$ мкА. Данные схемы: $R_э = -3$ кОм, $R_н = 2$ кОм, $E_к = 20$ В. Определить, при каком минимальном значении входного напряжения транзистор будет работать в режиме насыщения.

Решение

Транзистор будет работать в режиме насыщения, если напряжение коллектор – база $U_{КБ} = 0$. Напряжение

$$U_{КБ} = -E_к + I_К R_н.$$

Приравняв это напряжение нулю, найдем коллекторный ток:

$$I_К = E_к / R_н = 20/(2 \cdot 10^3) = 10 \text{ мА}.$$

Из уравнения $I_К = \alpha I_Э + I_{КБ0}$ найдем, что

$$I_Э = (I_К - I_{КБ0})/\alpha = (10 \cdot 10^{-3} - 10 \cdot 10^{-6})/0{,}99 = 10 \text{ мА}.$$

Пренебрегая падением напряжения на эмиттерном переходе, найдем искомое напряжение:

$$U_{вх} \approx I_Э R_э = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 30 \text{ В}.$$

2.27. В схеме на рис. 2.26 ($R_б = 50$ кОм, $R_н = 10$ кОм, $E_к = 24$ В) используется транзистор с коэффициентом передачи тока базы $\beta = 19$. Определить напряжение коллектор – эмиттер.

Решение

Пренебрегая током $I_{КБ0}$, имеем

$$U_{КЭ} = E_к - I_Э R_н = E_к - I_Б(\beta + 1) R_н = E_К - U_{КЭ}(\beta + 1) R_н / R_б,$$

откуда

$$U_{КЭ} = \frac{E_к}{1 + (R_н/R_б)(\beta + 1)} = \frac{24}{1 + \left(\dfrac{10 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3}\right)(19 + 1)} = 4{,}8 \text{ В}.$$

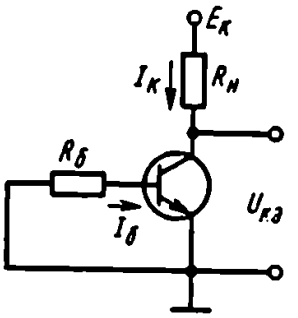


Рис. 2.26

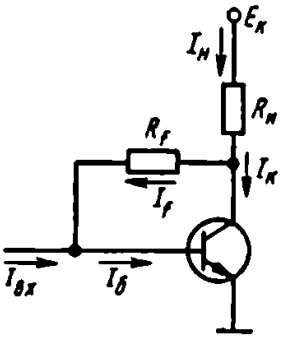


Рис. 2.27

2.28. Транзистор, работающий в активном режиме, используется в схеме на рис. 2.27. Найти коэффициент усиления по току $K_I = \Delta I_н / \Delta I_{вх}$.

Решение

Здесь

$$I_б = I_{вх} + I_f, \tag{1}$$

$$I_н = I_f + I_к, \tag{2}$$

$$E_к = I_f R_f + I_н R_н, \tag{3}$$

$$I_к = \beta I_б. \tag{4}$$

Подставив (4) в (2), получим

$$I_н = I_f + \beta I_б. \tag{5}$$

Перепишем соотношения (1), (5) и (3) в виде, удобном для решения с помощью определителей:

$$I_{вх} = I_f - I_б + 0, \tag{1а}$$

$$0 = I_f + \beta I_б - I_н, \tag{5а}$$

$$E_к = R_f I_f + 0 + R_н I_н, \tag{3а}$$

откуда

$$I_к = \frac{\begin{vmatrix} 1 & -1 & -I_н \\ 1 & \beta & 0 \\ R_f & 0 & E_к \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1 & \beta & -1 \\ 1 & 0 & R_н \end{vmatrix}} = \frac{\beta E_к + \beta I_{вх} R_f + E_к}{\beta R_н + R_f + R_н} =$$

$$= \frac{E_к(\beta + 1) + \beta I_{вх} R_f}{R_f + R_н(\beta + 1)};$$

$$K_I = \frac{dI_н}{dI_{вх}} \cong \frac{\Delta I_н}{\Delta I_{вх}} = \frac{\beta R_f}{R_f + R_н(\beta + 1)} = \frac{\beta}{1 + R_н(\beta + 1)/R_f}.$$

Заметим, что если $R_н(\beta + 1)/R_f \gg 1$ и $\beta \gg 1$, то $K_I = R_f/R_н$, т. е. не зависит от свойств транзистора. Причиной этого является отрицательная обратная связь, осуществляемая резистором R_f.

2.29. Транзистор, используемый в схеме усилителя ОЭ, имеет следующие параметры: $h_{11э} = 1{,}4$ кОм, $h_{21э} = 45$, $h_{12э} = 4{,}3 \cdot 10^{-4}$, $h_{22э} = 18$ мкСм. Сопротивление резистора нагрузки $R_н = 16$ кОм, внутреннее сопротивление источника сигнала

$R_г = 300$ Ом. Определить входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$, коэффициенты усиления по току K_I, по напряжению K_U и мощности K_P.

Решение

Схема замещения усилителя на транзисторе для малых сигналов изображена на рис. 2.28, *а*. Примем $\dot{I}_б = \dot{I}_1$, $\dot{I}_к = \dot{I}_2$. Из рисунка следует, что для входной и выходной цепей справедливы следующие уравнения:

$$\dot{U}_1 = h_{11э}\dot{I}_1 + h_{12э}\dot{U}_2; \tag{1}$$

$$\dot{I}_2 = h_{21э}\dot{I}_1 + h_{22э}\dot{U}_2; \tag{2}$$

$$\dot{U}_2 = -\dot{I}_2 R_н. \tag{3}$$

Умножив левую и правую части уравнения (1) на $h_{21э}$, а левую и правую части уравнения (2) на $h_{11э}$, получим

$$h_{21э}\dot{U}_1 = h_{21э}h_{11э}\dot{I}_1 + h_{12э}h_{21э}\dot{U}_2; \tag{4}$$

$$h_{11э}\dot{I}_2 = h_{11э}h_{21э}\dot{I}_1 + h_{11э}h_{22э}\dot{U}_2. \tag{5}$$

Вычитая (4) из (5), получаем

$$h_{11э}\dot{I}_2 - h_{21э}\dot{U}_1 = (h_{11э}h_{22э} - h_{12э}h_{21э})\dot{U}_2, \tag{6}$$

где $h_{11э}h_{22э} - h_{12э}h_{21э} = \Delta h$ – детерминант матрицы.

Из (3) следует, что

$$\dot{I}_2 = -\dot{U}_2/R_н. \tag{7}$$

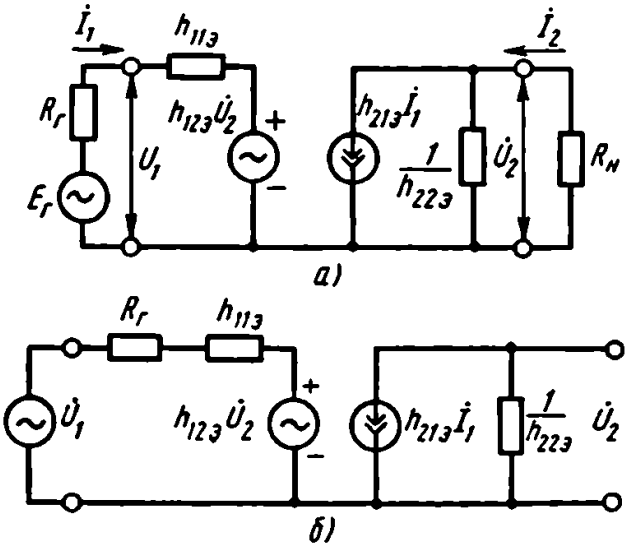


Рис. 2.28

Подставив (7) в (6), получим

$$-h_{21э}\dot{U}_1 = \dot{U}_2(\Delta h + h_{11э}/R_н) = (\dot{U}_2/R_н)(\Delta h R_н + h_{11э}).$$

Следовательно,

$$K_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -\frac{h_{21э}R_н}{h_{11э} + \Delta h R_н} =$$

$$= -\frac{45 \cdot 16 \cdot 10^3}{1{,}4 \cdot 10^3 + (1{,}4 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^{-6} - 4{,}3 \cdot 10^{-4} \cdot 45) \cdot 16 \cdot 10^3} = -485.$$

Для определения коэффициента усиления по току K_I подставим (3) в (2); тогда

$$\dot{I}_2 = h_{21э}\dot{I}_1 - h_{22э}R_н\dot{I}_2, \tag{8}$$

или

$$\dot{I}_2(1 + h_{22э}R_н) = h_{21э}\dot{I}_1, \tag{9}$$

откуда

$$K_I = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{h_{21э}}{1 + h_{22э}R_н} = \frac{45}{1 + 18 \cdot 10^{-6} \cdot 16 \cdot 10^3} = 34{,}9. \tag{10}$$

Выходное сопротивление определим из схемы на рис. 2.28,*б*. В этой схеме $R_г$ – внутреннее сопротивление источника сигнала. Из анализа схемы следует, что

$$\dot{U}_1 = (R_г + h_{11э})\dot{I}_1 + h_{12э}\dot{U}_2; \tag{11}$$

$$\dot{I}_2 = h_{21э}\dot{I}_1 + h_{22э}\dot{U}_2. \tag{12}$$

Умножив (11) на $h_{21э}$ и (12) на $(R_г + h_{11э})$, получим

$$h_{21э}\dot{U}_1 = h_{21э}(R_г + h_{11э})\dot{I}_1 + h_{21э}h_{12э}\dot{U}_2; \tag{13}$$

$$(R_г + h_{11э})\dot{I}_2 = h_{21э}(R_г + h_{11э})\dot{I}_1 + h_{22э}(R_г + h_{11э})\dot{U}_2. \tag{14}$$

Вычитая (13) из (14), получаем

$$\dot{I}_2(R_г + h_{11э}) - h_{21э}\dot{U}_1 = [h_{22э}(R_г + h_{11э}) - h_{12э}h_{21э}]\dot{U}_2,$$

откуда

$$R_{вых} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = \frac{R_г + h_{11э}}{h_{22э}(R_г + h_{11э}) - h_{12э}h_{21э}} =$$

$$= \frac{R_г + h_{11э}}{h_{22э}R_г + \Delta h} = \frac{1{,}4 \cdot 10^3 + 300}{18 \cdot 10^{-6} \cdot 300 + 58 \cdot 10^{-4}} = 15{,}2 \text{ кОм}.$$

При учете сопротивления резистора нагрузки эффективное выходное сопротивление

$$R'_{вых} = \frac{R_{вых}R_н}{R_{вых} + R_н} = \frac{15{,}2 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^3}{15{,}2 \cdot 10^3 + 16 \cdot 10^3} = 7{,}8 \text{ кОм}.$$

Определим сопротивление $R_{вх}$. Подставив (3) в (1), получим

$$\dot{U}_1 = h_{11э}\dot{I}_1 - h_{12э}R_н\dot{I}_2. \quad (15)$$

Из (9) найдем

$$\dot{I}_2 = h_{21э}\dot{I}_1/(1 + h_{22э}R_н). \quad (16)$$

Подставив это уравнение в (15), получим

$$\dot{U}_1 = h_{11э} - \frac{h_{21э}h_{12э}R_н}{1 + h_{22э}R_н}\dot{I}_1.$$

Следовательно,

$$R_{вх} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = h_{11э} - \frac{h_{21э}h_{12э}R_н}{1 + h_{22э}R_н} =$$

$$= 1{,}4 \cdot 10^3 - \frac{45 \cdot 4{,}3 \cdot 10^{-4} \cdot 16 \cdot 10^3}{1 + 18 \cdot 10^{-6} \cdot 16 \cdot 10^3} = 1160 \text{ Ом}.$$

Коэффициент усиления мощности

$$K_P = |K_I K_U| = 482 \cdot 34{,}9 \cong 16\,822.$$

2.30. В усилительном каскаде по схеме ОЭ используется транзистор, имеющий следующие значения h-параметров: $h_{11э} = 800$ Ом, $h_{21э} = 47$, $h_{12э} = 5 \cdot 10^{-4}$, $h_{22э} = 80$ мкСм. Найти выходное напряжение и выходное сопротивление этого каскада, если ЭДС источника входного напряжения $E_{вх} = 10$ мВ, внутреннее сопротивление источника входного напряжения $R_г = 500$ Ом и сопротивление резистора нагрузки в коллекторной цепи $R_н = 5$ кОм.

Ответ: $U_{вых} = 1{,}38$ В; $R_{вых} = 16{,}2 \parallel R_н = 3{,}8$ кОм.

2.31. В усилительном каскаде по схеме ОЭ используется транзистор, имеющий следующие значения h-параметров: $h_{11э} = 800$ Ом, $h_{12э} = 5 \cdot 10^{-4}$, $h_{21э} = 48$, $h_{22э} = 80$ мкСм. Найти выходную мощность, если ЭДС источника сигнала $E_{вх} = 100$ мВ, внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г = 500$ Ом, сопротивление резистора нагрузки в коллекторной цепи $R_н = 8$ кОм.

Ответ: 2,1 мВт.

2.32. Транзистор, включенный по схеме ОБ, имеет следующие значения h-параметров: $h_{11б} = 18$ Ом, $h_{12б} = 8 \cdot 10^{-4}$, $h_{21б} = -0{,}98$, $h_{22б} = 1{,}6 \cdot 10^{-6}$ См. Определить коэффициент усиления каскада по мощности, если сопротивление резистора нагрузки в коллекторной цепи $R_н = 15$ кОм.

Ответ: 216.

2.33. Транзистор имеет следующие значения h-параметров: $h_{11б} = 20$ Ом, $h_{12б} = 1{,}65 \cdot 10^{-4}$, $h_{21б} = -0{,}99$, $h_{22б} = 0{,}85$ мкСм. Определить входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$, коэффициенты усиления по току K_I, по напряжению K_U и по мощности K_P этого транзистора, включенного в схему ОК, если внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г = 30$ кОм, сопротивление резистора нагрузки $R_н = 1$ кОм.

Ответ: $R_{вх} = 102$ кОм; $R_{вых} = 0{,}32$ кОм; $K_I = -100$; $K_U = 0{,}98$; $K_P = 98$.

2.34. Транзистор, включенный в схему ОК, имеет следующие значения h-параметров: $h_{11к} = 22$ кОм, $h_{12к} = 1$, $h_{21к} = -31$, $h_{22к} = 23 \cdot 10^{-6}$ См. Сопротивление резистора нагрузки в цепи эмиттера $R_н = 1$ кОм, внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г = 10$ кОм. Определить коэффициенты усиления по току K_I, по напряжению K_U и по мощности K_P, входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$.

Ответ: $K_I = -31$; $K_U = 0{,}6$; $K_P = 18{,}6$; $R_{вх} = 53$ кОм; $R_{вых} = 1$ кОм.

2.35. Транзистор в схеме ОЭ имеет следующие значения h-параметров: $h_{11э} = 2$ кОм, $h_{12э} = 5{,}9 \cdot 10^{-4}$, $h_{21э} = 60$, $h_{22э} = 40$ мкСм. Сопротивление резистора нагрузки $R_н = 30$ кОм, внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г = 2$ кОм. Определить входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$, коэффициенты усиления по току K_I, по напряжению K_U и по мощности K_P.

Ответ: $R_{вх} = 1{,}52$ кОм; $R_{вых} = 32$ кОм; $K_I \approx 60$; $K_U = -537$; $K_P = 32\,220$.

2.36. В схеме ОБ транзистор в рабочей точке имеет следующие значения h-параметров: $h_{11б} = 20$ Ом, $h_{12б} = 1{,}8 \cdot 10^{-4}$, $h_{21б} = -0{,}99$, $h_{22б} = 1$ мкСм. Определить входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$, коэффициенты усиления по току K_I, по напряжению K_U и по мощности K_P усилительного каскада с этим транзистором, включенным в схему усилителя ОЭ, если сопротивление резистора нагрузки $R_н = 1$ кОм, внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г = 1{,}5$ кОм.

Ответ: $R_{вх} = 1{,}84$ кОм; $R_{вых} = 1$ кОм; $K_I = 90$; $K_U = -49$; $K_P = 4400$.

2.37. Транзистор, включенный по схеме ОЭ, в рабочей точке имеет следующие значения h-параметров: $h_{11э} = 1{,}6$ кОм, $h_{12э} = 5 \cdot 10^{-4}$, $h_{21э} = 115$, $h_{22э} = 160$ мкСм. Определить входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$, коэффициенты усиления по току K_I, по напряжению K_U и по мощности K_P усилительного каскада с этим транзистором, включенным в схему ОБ, если внутреннее сопротивление источника

сигнала $R_1 = 500$ Ом и сопротивление резистора нагрузки $R_н = 10$ кОм.

Ответ: $R_{вх} = 30{,}4$ Ом; $R_{вых} = 9{,}9$ кОм; $K_I = -0{,}982$; $K_U = 323$; $K_P = 318$.

2.38. Транзистор, включенный в усилитель по схеме ОЭ, имеет следующие значения собственных параметров: $\alpha = 0{,}99$, $r_б = 100$ Ом, $r_к = 2 \cdot 10^6$ Ом, $r_э = 40$ Ом. Определить входное сопротивление $R_{вх}$ и коэффициент усиления каскада по напряжению на низких частотах K_U, если сопротивление резистора нагрузки $R_н = 5$ кОм.

Ответ: $R_{вх} = 4{,}1$ кОм; $K_U = -121$.

2.39. Транзистор, включенный в схему усилителя ОБ, имеет следующие значения собственных параметров: $r_б = 500$ Ом, $r_э = 45$ Ом, $r_к = 1$ МОм и $\alpha = 0{,}97$. Сопротивление резистора нагрузки $R_н = 2$ кОм, внутреннее сопротивление источника сигнала $R_1 = 500$ Ом. Найти коэффициенты усиления по току K_I, по напряжению K_U, по мощности K_P, а также входное $R_{вх}$ и выходное $R_{вых}$ сопротивления усилительного каскада.

Ответ: $K_I = -0{,}97$; $K_U = 32{,}3$; $K_P = 31{,}5$; $R_{вх} = 60$ Ом; $R_{вых} = 533$ кОм.

2.40. Определить те же величины, что и в предыдущей задаче, при условии, что транзистор включен в схему усилителя ОК.

Ответ: $K_I = -33{,}4$; $K_U = 1$; $K_P = 33{,}4$; $R_{вх} = 66{,}7$ кОм; $R_{вых} = 75$ Ом.

2.41. Определить те же величины, что и в задаче 2.39, при условии, что транзистор включен в схему усилителя ОЭ.

Ответ: $K_I = 32{,}3$; $K_U = -32{,}3$; $K_P = 1040$; $R_{вх} = 2$ кОм; $R_{вых} = 34{,}1$ кОм.

2.42. Доказать, что коэффициент усиления транзисторного каскада по мощности может быть выражен следующими формулами:

$$K_P = K_I^2 R_н / R_{вх} \text{ или } K_P = K_U^2 R_{вх} / R_н.$$

2.43. Используя Т-образную схему замещения транзистора, доказать, что в усилителе, собранном по схеме ОБ, коэффициент усиления по току

$$K_I = -(\alpha r_к + r_б)/(r_к + r_б + R_н);$$

входное сопротивление

$$R_{вх} = r_э + r_б(1 - K_I);$$

выходное сопротивление

$$R_{вых} = r_б + r_к - \left[\frac{r_б(r_б + \alpha r_н)}{R_г + r_э + r_б}\right].$$

Графоаналитический расчет рабочего режима

2.44. Транзистор включен в усилительный каскад по схеме ОЭ. Каскад питается от одного источника с напряжением $E = 10$ В. Для подачи смещения в цепь базы используется резистор $R_б$ (рис. 2.29). Характеристики транзистора изображены на рис. 2.30, *а, б*. Известно, что постоянная составляющая тока базы $I_{Б0} = 0{,}3$ мА, амплитуда переменной составляющей тока базы $I_{mб} = 0{,}2$ мА, сопротивление резистора нагрузки $R_н = 500$ Ом, а максимально допустимая мощность, рассеиваемая коллектором, $P_{К\,max} = 150$ мВт. Требуется: а) построить линию $P_{К\,max}$; б) по выходным характеристикам найти постоянную составляющую тока коллектора $I_{К0}$, постоянную составляющую напряжения коллектор – эмиттер $U_{КЭ0}$, амплитуду переменной составляющей тока коллектора $I_{mк}$, амплитуду выходного напряжения $U_{mR} = U_{mк}$, коэффициент усиления по току K_I, выходную мощность $P_{вых}$, мощность, рассеиваемую на нагрузке постоянной составляющей тока коллектора, P_{R0}, полную потребляемую мощность в коллекторной цепи P_0, КПД коллекторной цепи η. Проверить, не превышает ли мощность $P_{К0}$, выделяемая на коллекторе в режиме покоя, максимально допустимую мощность $P_{К\,max}$; в) с помощью входных характеристик определить напряжение смещения $U_{БЭ0}$, амплитуду входного сигнала $U_{mб}$, входную мощность $P_{вх}$, коэффициент усиления по напряжению K_U и по мощности K_P, входное сопротивление каскада $R_{вх}$, сопротивление резистора $R_б$ и емкость разделительного конденсатора $C_р$. Диапазон частот усиливаемых колебаний 80 Гц – 5 кГц.

Решение

Так как во входной цепи транзистора при любой схеме включения протекает ток, то для расчета рабочего режима транзистора недостаточно одного семейства выходных характеристик, а требуется еще семейство, определяющее режим работы входной цепи. Следует заметить, что в справочниках обычно дана одна входная характеристика, так как входные характеристики, снятые при различных выходных напряжениях, расположены близко друг к другу.

Порядок решения задачи следующий. На семействе выходных характеристик строим линию максимально допустимой мощности, используя уравнение

$$I_{К\,max} = P_{К\,max}/|U_{КЭ}| = 150 \cdot 10^{-3}/|U_{КЭ}|.$$

Подставляя в него значения $U_{КЭ}$, равные, например, $-7{,}5$; -10, -15 и -20 В, получаем значения $I_К$, равные 20, 15; 10

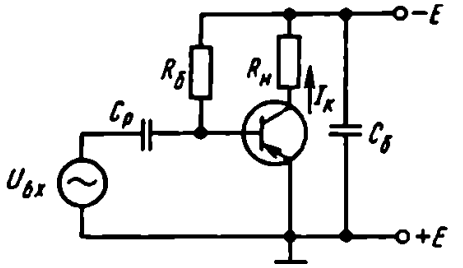


Рис. 2.29

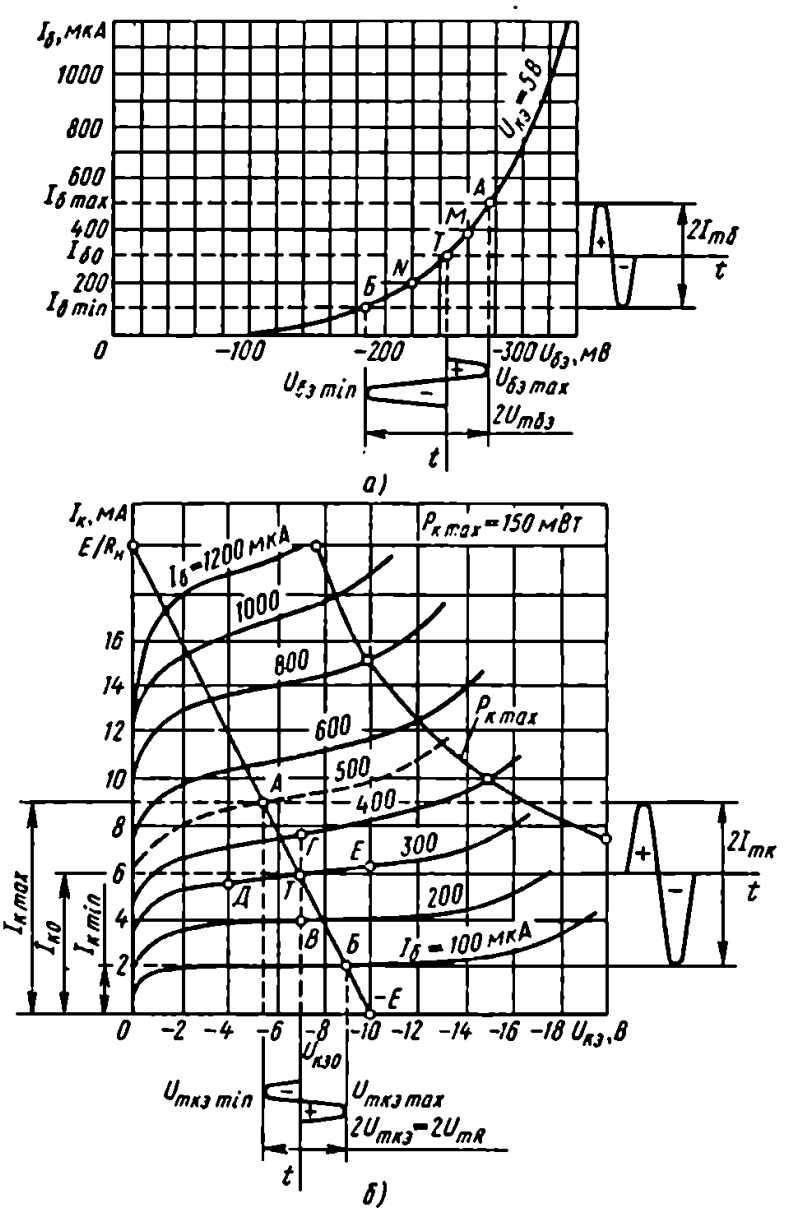


Рис. 2.30

и 7,5 мА соответственно. Построенная по этим точкам линия $P_{K\,max}$ показана на рис. 2.30, *б*.

Затем, используя уравнение линии нагрузки $I_К = (E - U_{КЭ})/R_н$, на семейство выходных характеристик наносим линию нагрузки: при $I_К = 0$ $U_{КЭ} = E = -10$ В – первая точка линии нагрузки; при $U_{КЭ} = 0$ $I_К = E/R_н = 10/500 = 20$ мА – вторая точка линии нагрузки.

Точка пересечения линии нагрузки с характеристикой, соответствующей постоянной составляющей тока базы $I_{Б0} = 300$ мкА, определит рабочую точку. Ей будут соответствовать постоянная составляющая тока коллектора $I_{К0} = 6$ мА и постоянная составляющая напряжения $U_{КЭ0} = -7$ В.

Амплитуду переменной составляющей тока коллектора определим как среднее значение:

$$I_{mк} = \frac{I_{K\,max} - I_{K\,min}}{2} = \frac{9 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 10^{-3}}{2} = 3{,}5 \text{ мА}.$$

Дальнейший порядок расчета таков.

Амплитуда переменного напряжения на нагрузке

$$U_{mR} = U_{mкэ} = I_{mк} R_н = 3{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{3} = 1{,}75 \text{ В}.$$

Коэффициент усиления по току

$$K_I = I_{mк}/I_{mб} = 3{,}5 \cdot 10^{-3}/(0{,}2 \cdot 10^{-3}) = 17{,}5.$$

Выходная мощность

$$P_{вых} = 0{,}5 I_{mк} U_{mR} = 0{,}5 \cdot 3{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}75 = 3 \text{ мВт}.$$

Полная потребляемая мощность в коллекторной цепи

$$P_0 = E I_{К0} = 10 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 60 \text{ мВт}.$$

КПД коллекторной цепи

$$\eta = P_{вых}/P_0 = 3 \cdot 10^{-3}/(60 \cdot 10^{-3}) = 0{,}05 = 5\%.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе постоянной составляющей коллекторного тока,

$$P_{К0} = I_{К0} U_{КЭ0} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 7 = 42 \text{ мВт} < P_{K\,max} = 150 \text{ мВт},$$

т. е. режим работы допустим.

Далее расчет ведем по семейству входных характеристик (рис. 2.30, *а*). Поскольку у транзисторов входные характеристики расположены близко друг от друга, то в качестве рабочей входной характеристики можно принять одну из статических входных характеристик, соответствующую активному режиму, например характеристику, снятую при $U_{КЭ} = -5$ В. Это можно

сделать в том случае, если источник усиливаемых колебаний работает как генератор тока, т. е. когда внутреннее сопротивление источника колебаний значительно больше входного сопротивления транзистора. Из графика находим, что $|U_{БЭ0}| = 0{,}25$ В.

Амплитуда входного напряжения

$$U_{mб\sim} = \frac{U_{БЭ\,max} - U_{БЭ\,min}}{2} = \frac{277 \cdot 10^{-3} - 187 \cdot 10^{-3}}{2} = 45 \text{ мВ}.$$

Модуль коэффициента усиления по напряжению

$$|K_U| = U_{mк\sim}/U_{mб\sim} = 1{,}75/(45 \cdot 10^{-3}) = 39.$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = |K_I K_U| = 39 \cdot 17{,}5 \cong 690.$$

Входная мощность

$$P_{вх} = 0{,}5 I_{mб} U_{mб} = 0{,}5 \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 45 \cdot 10^{-3} = 4{,}5 \text{ мкВт}.$$

Входное сопротивление

$$R_{вх} = U_{mб\sim}/I_{mб} = 45 \cdot 10^{-3}/(0{,}2 \cdot 10^{-3}) = 225 \text{ Ом}.$$

Сопротивление резистора

$$R_б = \frac{E - |U_{БЭ0}|}{I_{Б0}} = \frac{10 - 0{,}25}{0{,}3 \cdot 10^{-3}} = 32{,}5 \text{ кОм}.$$

Емкость конденсатора $C_р$ определяется из условия

$$\frac{1}{\omega_н C_р} = \frac{R_{вх}}{10},$$

где $\omega_н$ – низшая рабочая частота.

Тогда

$$C_р = \frac{10}{\omega_н R_{вх}} = \frac{10}{2\pi f_н R_{вх}} = \frac{10}{6{,}28 \cdot 80 \cdot 225} = 90 \text{ мкФ}.$$

2.45. Для рабочей точки усилителя, рассмотренного в задаче 2.44, найти параметры $h_{21э}$, $h_{22э}$, $R_{вых} = 1/h_{22э}$, $h_{11э}$ и $y_{21э} = S$ и аналитически рассчитать величины K_I, K_U, K_P, $R_{вх}$.

Решение

Рассчитаем параметры в рабочей точке при $U_{КЭ} = -7$ В и $I_{К0} = 6$ мА:

$$h_{21э} = \beta = \left.\frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}\right|_{U_{КЭ} = \text{const}}.$$

По точкам B и Γ (рис. 2.30, $б$) определим

$$h_{21э} = \frac{3{,}7 \cdot 10^{-3}}{0{,}2 \cdot 10^{-3}} = 18{,}5.$$

По точкам D и E определим

$$h_{22э} = \left.\frac{\Delta I_к}{\Delta U_{кэ}}\right|_{I_б = \text{const}};$$

$$h_{22э} = 0{,}7 \cdot 10^{-3}/6 = 117 \text{ мкСм};$$

$$R_{вых} = 1/h_{22э} = 1/(0{,}117 \cdot 10^{-3}) = 8{,}5 \text{ кОм},$$

параметр

$$h_{11э} = \left.\frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_б}\right|_{U_{кэ} = \text{const}}.$$

По точкам M и N (рис. 2.30, $а$) определим

$$h_{11э} = 40 \cdot 10^{-3}/(0{,}19 \cdot 10^{-3}) = 210 \text{ Ом}.$$

Крутизна характеристики транзистора

$$S = y_{21э} = h_{21э}/h_{11э} = 18{,}6/210 = 88 \text{ мА/В}.$$

С помощью найденных параметров определим искомые значения по приближенным формулам. Коэффициент усиления по току $K_I \approx h_{21э} = 18{,}5$; точнее,

$$K_I = h_{21э}R_{вых}/(R_н + R_{вых}) =$$

$$= 18{,}5 \cdot 8{,}5 \cdot 10^3/(0{,}5 \cdot 10^3 + 8{,}5 \cdot 10^3) = 17{,}5,$$

что сходится с результатом графоаналитического расчета.

Входное сопротивление

$$R_{вх} \cong h_{11э} \approx 210 \text{ Ом}.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U \approx -h_{21э}R_н/R_{вх} \approx -18{,}5 \cdot 500/210 = -44;$$

точнее,

$$K_U = -17{,}5 \cdot 500/210 = -41{,}5.$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = |K_I K_U| = 17{,}5 \cdot 41{,}5 = 725.$$

Влияние температуры на работу транзисторов. Цепи питания. Стабилизация рабочей точки

2.46. У германиевого транзистора при температуре окружающей среды $T = 20\,°C$ ток базы $I_Б = 80$ мкА, обратный ток коллекторного перехода $I_{КБ0} = 10$ мкА. Предполагая, что ток

$I_{КБ0}$ удваивается при увеличении температуры на каждые 10 °С, определить ток коллектора в схеме ОЭ при температуре 20, 40 и 60 °С.

Считать, что коэффициент передачи тока базы β постоянен в рассматриваемом диапазоне температур и равен 49.

Ответ: 4,4; 5,92; 11,92 мА.

2.47. Чему равна максимально допустимая мощность транзистора ГТ108А, находящегося в воздушной среде при температуре $T = 20$ °С, если тепловое сопротивление переход – окружающая среда $R_{пс}$ составляет 0,8 К/мВт, а максимально допустимая температура перехода $T_{п\,max} = 80$ °С?

Решение

Температура перехода

$$T_п = T_с + R_{пс}P_{КЭ},$$

где $T_п$ – температура перехода, °С; $T_с$ – температура окружающей среды, °С; $R_{пс}$ – тепловое сопротивление переход – окружающая среда, К/мВт; $P_{КЭ}$ – мощность, выделяемая на эмиттерном и коллекторном переходах, мВт.

Считая величину $T_п$ равной $T_{п\,max}$ и подставляя числовые значения, получаем

$$P_{КЭ} = (T_п - T_с)/R_{пс} = (80 - 20)/0{,}8 = 75 \text{ мВт}.$$

2.48. Некоторый транзистор выделяет на коллекторном переходе мощность $P_К = 25$ мВт. Тепловое сопротивление переход – окружающая среда $R_{пс} = 0{,}5$ К/мВт. Какую температуру имеет коллекторный переход, если температура окружающей среды $T_с = 40$ °С?

Ответ: 52,5 °С.

2.49. Какую температуру будет иметь коллекторный переход транзистора, рассмотренного в предыдущей задаче, если с использованием теплоотвода сопротивление переход – среда уменьшилось до $R_{пс} = 0{,}3$ К/мВт?

Ответ: 47,5 °С.

2.50. Максимально допустимая температура коллекторного перехода транзистора, описанного в задачах 2.48 и 2.49, равна 90 °С. Чему равна максимально допустимая мощность, выделяемая на коллекторном переходе без теплоотвода и с теплоотводом при температуре окружающей среды $T_с = 40$ °С?

Ответ: 100 мВт; 167 мВт.

2.51. На выходных характеристиках транзистора ГТ108А для схемы ОЭ (рис. 2.31) построить линии максимально допустимой мощности при температуре окружающей среды 30

и 50 °С, если максимально допустимая температура перехода $T_{п\,max} = 80$ °С и тепловое сопротивление переход – среда $R_{пс} = 0{,}8$ К/мВт.

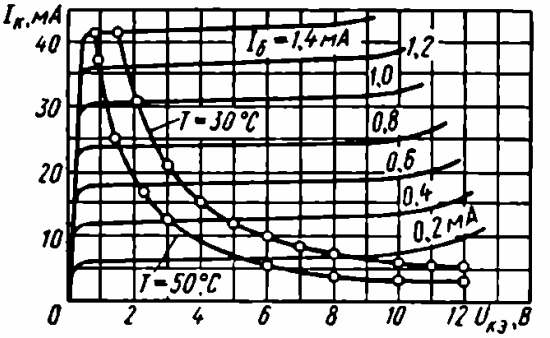


Рис. 2.31

Решение

Найдем максимальную мощность, рассеиваемую в транзисторе при температуре 30 °С, по формуле

$$P_{КЭ\,max} = (T_п - T_с)/R_{пс} = (80 - 30)/0{,}8 = 62{,}5 \text{ мВт}.$$

Так как $P_{КЭ} = U_{КЭ}I_К$, то, задаваясь значениями $U_{КЭ}$, найдем значения тока коллектора по формуле $I_{К\,max} = P_{КЭ\,max}/U_{КЭ}$. Полученные результаты приведены ниже:

$U_{КЭ}$, В	1,5	2	3	4	5	6	7	8	10	11	12
$I_К$, мА	41,5	31,3	21	15,6	12,5	10,4	9,0	7,8	6,31	5,71	5,2

При температуре $T = 50$ °С $P_{КЭ\,max} = (80 - 50)/0{,}8 = 37{,}5$ мВт. Аналогично, задаваясь значениями $U_{КЭ}$, определяем:

$U_{КЭ}$, В	0,9	1	1,5	2	3	4	6	8	10	12
$I_К$, мА	41,6	37,5	25	18,8	12,5	9,4	6,25	4,7	3,8	3,11

Построенные по этим данным кривые показаны на рис. 2.31.

2.52. Германиевый транзистор ГТ108А используется в схеме с оборванной базой. Определить температуру, при которой произойдет тепловой пробой, если транзистор имеет следующие данные: максимально допустимая температура перехода $T_{п\,max} = 80$ °С, тепловое сопротивление переход – среда $R_{пс} = 0{,}8$ К/мВт, обратный ток коллекторного перехода $I_{КБ0} = 10$ мкА при 20 °С, коэффициент передачи тока базы $\beta = 50$ (постоянен в интервале температур от 20 до 80 °С). Напряжение источника $E_к = -10$ В.

Решение

Мощность, рассеиваемая транзистором,

$$P_{КЭ} = U_{ЭК}I_К. \qquad (1)$$

Тогда изменение мощности, вызванное изменением температуры,

$$dP_{КЭ} = \frac{\partial P_{КЭ}}{\partial U_{ЭК}} dU_{ЭК} + \frac{\partial P_{КЭ}}{\partial I_К} dI_К. \qquad (2)$$

Так как $U_{ЭК}$ – величина постоянная, то $dU_{КЭ} = 0$, поэтому

$$dP_{КЭ} = \frac{\partial P_{КЭ}}{\partial I_К} dI_К. \quad (3)$$

Но

$$\frac{\partial P_{КЭ}}{\partial I_К} = U_{ЭК}. \quad (4)$$

Следовательно,

$$dP_{КЭ} = U_{ЭК} dI_К, \quad (5)$$

причем

$$dI_К = S_{IК}\, dI_{КБ0}, \quad (6)$$

где $S_{IК} = \Delta I_К / \Delta I_{КБ0}$ – коэффициент температурной нестабильности по току.

Для данной схемы

$$S_{IК} = \beta + 1 = 50 + 1 = 51. \quad (7)$$

Подставляя (6) и (7) в (5), получаем

$$dP_{КЭ} = U_{ЭК} (\beta + 1)\, dI_{КБ0}. \quad (8)$$

Предположив, что ток $I_{КБ0}$ удваивается при повышении температуры на каждые 10 °С, можно записать

$$I_{КБ0} = I_{КБ0\,(T = 20\,°C)} e^{(T - T_0)/10}. \quad (9)$$

Для удобства расчетов выразим число 2 как некоторую степень числа e. Так как $2 \approx e^{0,7}$, то (9) можем переписать в следующем виде:

$$I_{КБ0} = I_{КБ0\,(T = 20\,°C)} e^{A(T - T_0)}, \quad (10)$$

где $A = 0{,}07$.

Дифференцируем (10) по T:

$$\frac{dI_{КБ0}}{dT} = A I_{КБ0\,(T = 20\,°C)} e^{A(T - T_0)}. \quad (11)$$

Подставив (10) в (11), получим

$$\frac{dI_{КБ0}}{dT} = A I_{КБ0}, \quad (12)$$

или

$$dI_{КБ0} = A I_{КБ0}\, dT.$$

Подставив (12) в (8), получим

$$dP_{КЭ} = U_{ЭК} (\beta + 1)\, A I_{КБ0}\, dT.$$

Следовательно,

$$\frac{dP_{КЭ}}{dT} = U_{ЭК}(\beta + 1)AI_{КБ0} = 10 \cdot 51 \cdot 0{,}07 = 35{,}07I_{КБ0},$$

где $dP_{КЭ}/dT$ выражается в милливаттах на градус, а $I_{КБ0}$ – в миллиамперах.

Предполагая, что $dP_{КЭ}/dT \approx \Delta P_{КЭ}/\Delta T$, и приравнивая это выражение величине, обратной тепловому сопротивлению (условие теплового пробоя), получаем

$$\Delta P_{КЭ}/\Delta T = 1/R_{пс}.$$

В рассматриваемом случае $35{,}07I_{КБ0} = (1/0{,}8)$ мВт/град, откуда $I_{КБ0} \approx 36$ мкА. Этот результат означает, что тепловой пробой транзистора произойдет, если обратный ток коллекторного перехода этого транзистора $I_{КБ0} \geqslant 36$ мкА. Из (9) можно легко найти температуру перехода, при которой ток достигнет 36 мкА:

$$I_{КБ0} = I_{КБ0(T = 20\,°C)}2^{(T_п - T_0)/10}. \qquad (13)$$

Логарифмируя (13), получаем

$$\lg \frac{I_{КБ0}}{I_{КБ0(T_0 = 20\,°C)}} = \frac{T_п - T_0}{10}\lg 2;$$

тогда

$$\lg \frac{36}{10} = \frac{T_п - 20}{10}\lg 2;$$

следовательно,

$$0{,}56 = \frac{(T - 20)}{10}0{,}301,$$

откуда $T = 5{,}6/0{,}301 + 20 = 38{,}6$ °С. Итак, при данных условиях тепловой пробой транзистора ГТ108А при обрыве в цепи базы произойдет при температуре перехода $T_п = 38{,}6$ °С.

2.53. Мощный транзистор, имеющий тепловое сопротивление между переходом и корпусом $R_{пк} = 0{,}8$ К/Вт, должен рассеивать мощность $P_{КЭ} = 10$ Вт при температуре окружающей среды $T_с = 32$ °С. Для повышения надежности температуру перехода решено ограничить величиной 70 °С. В сборочной конструкции содержатся шайба и изолирующая силиконовая смазка. Тепловое сопротивление шайбы равно 1,5 К/Вт, а силиконовая смазка уменьшает его примерно на 40%. Определить, какова должна быть площадь теплоотвода, если он необходим. Считать, что 1 см^2 металлической поверхности теплоотвода имеет тепловое сопротивление 800 К/Вт.

Решение

Определяем тепловое сопротивление между корпусом и теплоотводом $R_{кт}$, учитывая влияние силиконовой смазки:

$$R_{кт} = 1{,}5 - 1{,}5 \cdot 0{,}4 = 0{,}9 \text{ К/Вт}.$$

Общее тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой определяется выражением

$$R_{пс} = R_{пк} + R_{кт} + R_{тс}, \quad (1)$$

где $R_{пс}$ – тепловое сопротивление переход – среда; $R_{пк}$ – тепловое сопротивление переход – корпус; $R_{кт}$ – тепловое сопротивление корпус – теплоотвод; $R_{тс}$ – тепловое сопротивление теплоотвод – среда.

В выражении (1) неизвестны тепловое сопротивление переход – среда $R_{пс}$ и тепловое сопротивление теплоотвод – среда $R_{тс}$.

Можно также записать

$$T_п = T_с + R_{пс}P_{КЭ}. \quad (2)$$

Из (2), подставляя исходные данные, получаем

$$R_{пс} = (T_п - T_с)/P_{КЭ} = (70 - 32)/10 = 3{,}8 \text{ К/Вт}.$$

Подставляя значение $R_{пс}$ в (1) и решая это уравнение относительно $R_{тс}$, определяем

$$R_{тс} = R_{пс} - R_{пк} - R_{кт} = 3{,}8 - 0{,}8 - 0{,}9 = 2{,}1 \text{ К/Вт}.$$

Полагая, что 1 см^2 металлической поверхности имеет тепловое сопротивление 800 К/Вт, и считая, что $R_{тс}$ изменяется обратно пропорционально площади поверхности теплоотвода, найдем площадь теплоотвода: $П = 800 \cdot 1/2{,}1 = 381$ см^2.

2.54. Транзистор с коэффициентом передачи тока базы $\beta = 49$ используется в схеме, изображенной на рис. 2.32. Определить напряжение $U_{КЭ}$ при $T = 50$ °С, если обратный ток коллекторного перехода $I_{КБ0} = 10$ мкА зависит от температуры по закону $I'_{КБ0} = I_{КБ0}\, e^{0{,}08(T - T_0)}$, где $T - T_0 = 50 - 25 = 25$ °С. Напряжение источника $E_к = +20$ В.

Решение

Здесь

$$I'_{КБ0} = I_{КБ0}e^{0{,}08(T - T_0)} = 10 \cdot 10^{-6}e^{0{,}08 \cdot 25} = 74 \text{ мкА},$$

$$\Delta I_{КБ0} = I'_{КБ0} - I_{КБ0} = 74 - 10 = 64 \text{ мкА}.$$

Тогда изменение напряжения

$$\Delta U_{КЭ} = -\Delta I_К(\beta + 1)R_н =$$
$$= -64 \cdot 10^{-6}(49 + 1) \cdot 2 \cdot 10^3 = -6{,}4 \text{ В}.$$

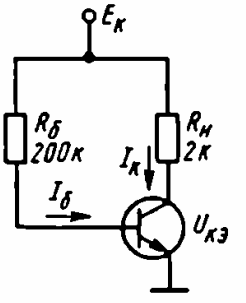


Рис. 2.32

Напряжение коллектор – эмиттер при $T = 25\,°C$ $U_{КЭ} = E_К - I_К R_н$, но

$$I_К = \beta I_Б + I_{КБ0}(\beta + 1) =$$
$$= 49 \cdot 20/(200 \cdot 10^3) + 10 \cdot 10^{-6}(49 + 1) = 5{,}4 \text{ мА}.$$

Таким образом, $U_{КЭ} = 20 - 5{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 = 9{,}2$ В.

Напряжение коллектор – эмиттер при $T = 50\,°C$ $U'_{КЭ} = U_{КЭ} + \Delta U_{КЭ} = 9{,}2 + (-6{,}4) = 2{,}8$ В.

2.55. Транзистор с параметрами $\beta = 50$ и $I_{КБ0} = 10$ мкА при $T = 25\,°C$ используется в схеме, изображенной на рис. 2.32. Напряжение $E_к = +20$ В и $U_{БЭ} = 100$ мВ. Определить напряжение $U_{КЭ}$ при $T = 25$ и $50\,°C$. Считать, что температурный коэффициент напряжения $\partial U_{БЭ}/\partial T = -2{,}5$ мВ/К.

Решение

При $T = 25\,°C$

$$I_Б = (E_к - U_{БЭ})/R_б = (20 - 0{,}1)/(200 \cdot 10^3) = 99{,}5 \text{ мкА};$$
$$I_К = \beta I_Б + I_{КБ0}(\beta + 1) = 50(99{,}5 \cdot 10^{-6}) + 10 \cdot 10^{-6} \cdot 51 =$$
$$= 4{,}98 + 0{,}51 = 5{,}49 \text{ мА};$$
$$U_{КЭ} = E_к - I_К R_н = 20 - 5{,}49 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 = 9 \text{ В}.$$

При $T = 50\,°C$ напряжение на эмиттерном переходе уменьшится до значения

$$U'_{БЭ} = U_{БЭ} + \frac{\partial U_{БЭ}}{\partial T}\Delta T = 100 \cdot 10^{-3} - 2{,}5 \cdot 10^{-3}(50 - 25) = 37{,}5 \text{ мВ}.$$

Следовательно,

$$I'_Б = (20 - 37{,}5 \cdot 10^{-3})/(200 \cdot 10^3) \approx 20/(200 \cdot 10^3) = 0{,}1 \text{ мА}.$$

Заметим, что из-за большого значения сопротивления $R_б$ изменение напряжения $U_{БЭ}$, вызванное изменением температуры, почти никакой роли не играет. Изменение тока базы, вызванное изменением напряжения $U_{БЭ}$, $\Delta I_Б = 100 - 99{,}5 = 0{,}5$ мкА. Изменение тока коллектора, вызванное этой же причиной, составляет $50(0{,}5 \cdot 10^{-6}) = 25$ мкА.

Новое значение тока $I_{КБ0}$ определим по формуле

$$I'_{КБ0} = I_{КБ0} e^{0{,}08\,\Delta T} = 10 \cdot 10^{-6} e^{0{,}08(50 - 25)} = 74 \text{ мкА}.$$

Новое значение тока коллектора

$$I_К = \beta I_Б + I_{КБ0}(\beta + 1) = 50(0{,}1 \cdot 10^{-3}) + 74 \cdot 10^{-6} \cdot 51 = 8{,}7 \text{ мА}.$$

Следовательно,

$$U_{КЭ} = 20 - 8{,}7 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{3} = 2{,}6 \text{ В}.$$

2.56. Транзистор типа МП21В работает в схеме, изображенной на рис. 2.33, *а*. Пользуясь выходными характеристиками транзистора (рис. 2.33, *б*), графически определить рабочую точку при $E_к = -40$ В и $R_н = 1$ кОм.

Решение

Исходим из того, что

$$U_{КЭ} = E_к + I_Э R_н = E_к + (I_Б + I_К) R_н.$$

Так как $I_Б \approx -U_{КЭ}/R_б$, то, подставляя это значение в уравнение для $U_{КЭ}$, получаем

$$U_{КЭ} = E_к + (-U_{КЭ}/R_б + I_К) R_н.$$

Решив последнее уравнение относительно $U_{КЭ}$, имеем уравнение линии нагрузки:

$$U_{КЭ} = \frac{E_к}{1 + R_н/R_б} + \frac{R_н}{1 + R_н/R_б} I_К.$$

Положив $I_К = 0$, найдем первую точку линии нагрузки:

$$U_{КЭ} = \frac{E_к}{1 + R_н/R_б} = \frac{-40}{1 + 1/50} \approx -40 \text{ В},$$

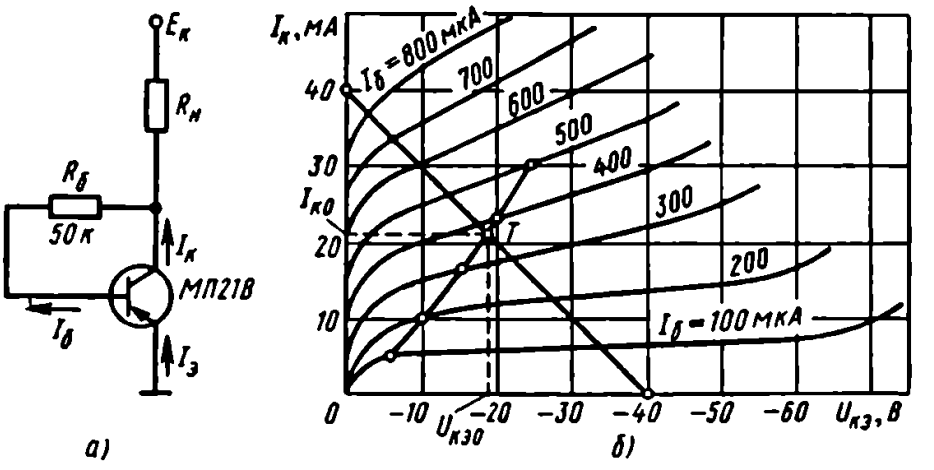


Рис. 2.33

а при $U_{КЭ} = 0$ – вторую точку линии нагрузки:

$$I_К = -E_к/R_н = 40/10^3 = 40 \text{ мА}.$$

Чтобы найти рабочую точку, необходимо на семействе характеристик построить линию смещения, воспользовавшись соотношением $U_{КЭ} \approx -I_Б R_б$. Задаваясь значениями $I_Б$ и подставляя их в последнее уравнение, находим значения $U_{КЭ}$:

$I_Б$, мкА	100	200	300	400	500
$U_{КЭ}$, В	−5	−10	−15	−20	−25

Точка пересечения линии нагрузки с линией смещения определяет рабочую точку $U_{КЭ} = -19$ В, $I_{К0} = 22$ мА.

2.57. В схеме, изображенной на рис. 2.34, используется транзистор с коэффициентом передачи тока базы $\beta = 50$ и обратным током коллектора $I_{КБ0} = 10$ мкА. Напряжение источника питания $E_к = -15$ В. Определить сопротивления $R_б$ и $R_н$, если ток коллектора $I_К = 1$ мА, напряжение коллектор – эмиттер $U_{КЭ} = -6$ В.

Решение

Известно, что ток коллектора $I_К = \beta I_Б + I_{КБ0}(\beta + 1)$, откуда

$$I_Б = \frac{I_К - I_{КБ0}(1 + \beta)}{\beta} = \frac{1 - 10 \cdot 10^{-3}(50 + 1)}{50} = 10 \text{ мкА}.$$

Сопротивление резистора $R_б$ определим по формуле

$$R_б = (-E_к + U_{БЭ})/I_Б.$$

Так как $U_{БЭ} \ll E_к$, то $R_б \approx -E_к/I_Б = 15/(10 \cdot 10^{-6}) = 1{,}5$ МОм. Найдем сопротивление резистора нагрузки:

$$R_н = (-E_к + U_{КЭ})/I_К = (15 - 6)/(1 \cdot 10^{-3}) = 9 \text{ кОм}.$$

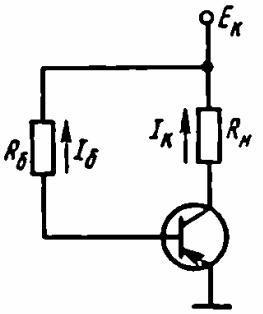


Рис. 2.34

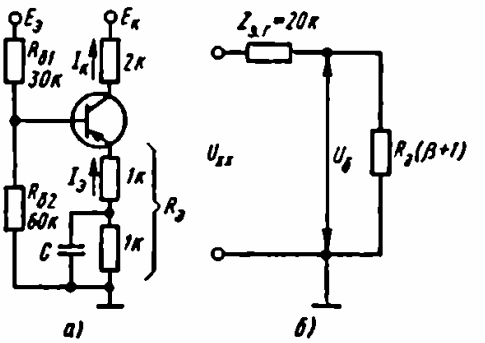


Рис. 2.35

2.58. Дана схема, изображенная на рис. 2.35, *а*. Определить коллекторный ток, если коэффициент передачи тока базы тран-

зистора $\beta = 50$, обратный ток коллекторного перехода $I_{КБ0} \approx \approx 0$ и $E_э = -30$ В, $E_к = -40$ В.

Решение

Воспользовавшись методом эквивалентного генератора, преобразуем внешнюю цепь базы. ЭДС эквивалентного генератора (напряжение холостого хода)

$$U_{х.х} = E_э \frac{R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}} = \frac{(-30)\,60}{30 + 60} = -20 \text{ В}.$$

Внутреннее сопротивление эквивалентного генератора

$$Z_{эг} = \frac{R_{б1}R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}} = \frac{30 \cdot 60}{30 + 60} = 20 \text{ кОм}.$$

Входное сопротивление $R_{вх}$, измеряемое между выводом базы и заземленным выводом эквивалентной схемы, $R_{вх} = R_э(\beta + 1) = 2 \cdot 51 = 102$ кОм. Эквивалентная схема контура эмиттер – база показана на рис. 2.35,*б*. Из этой схемы определим

$$U_б = U_{х.х} \frac{R_э(\beta + 1)}{R_э(\beta + 1) Z_{э.г}} = -20 \frac{102}{102 + 20} = -16{,}7 \text{ В}.$$

Так как $U_{БЭ} \approx 0$, то $U_э = -16{,}7$ В. Находим ток эмиттера:

$$I_э = -U_э/R_э = 16{,}7/(2 \cdot 10^3) = 8{,}35 \text{ мА}.$$

Следовательно,

$$I_к \approx \alpha I_э = \frac{\beta}{(\beta + 1)} I_э = \frac{50}{50 + 1} 8{,}35 \cdot 10^{-3} = 8{,}2 \text{ мА}.$$

2.59. Схема усилителя изображена на рис. 2.36. Рассчитать цепи смещения, если рабочая точка задана следующими координатами: $I_к = 1$ мА, $U_{КЭ} = -6$ В. Коэффициент усиления каскада $K_U = -8$.

Решение

Здесь $U_{R_н} = I_к R_н = 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^3 = 8$ В. Так как напряжение $U_{КЭ} = -6$ В, то суммарное напряжение на резисторах в цепи эмиттера $U_э = 30 - 6 - 8 = 16$ В. Пренебрегая током $I_{КБ0}$, получаем $I_б = I_к/\beta = 1 \cdot 10^{-3}/50 = 20$ мкА. Следовательно, $I_э = I_к + I_б = 1 + 0{,}02 = 1{,}02$ мА. При $|K_U| \leqslant 10$ справедливо приближенное равенство $K_U \approx -R_н/R_э$, где K_U – коэффициент усиления по напряжению, откуда $R_э = R_н/|K_U| = 8 \cdot 10^3/8 = 1$ кОм.

Как видим, сопротивлением $R_э$ является сопротивление резистора R_3. Напряжение на этом резисторе $U_{R_э} = I_э R_3 =$

$= 1 \cdot 10^3 \cdot 1{,}02 \cdot 10^{-3} \approx 1$ В. Следовательно, падение напряжения на резисторе R_4 равно $U_{R_4} = 16 - 1 = 15$ В. Таким образом, $R_4 = 15/(1 \cdot 10^{-3}) = 15$ кОм.

Рассчитаем делитель в цепи базы. Для стабильной работы схемы необходимо, чтобы ток через резистор R_2 был по крайней мере раз в 5 – 10 больше, тока базы. Поскольку $I_Б = 20$ мкА, возьмем $I_{дел} = 200$ мкА. Пренебрегая падением напряжения на эмиттерном переходе, можно считать, что $U_Б \approx U_Э \approx$ ≈ -16 В, откуда $R_2 = 16/(200 \cdot 10^{-6}) =$ $= 80$ кОм.

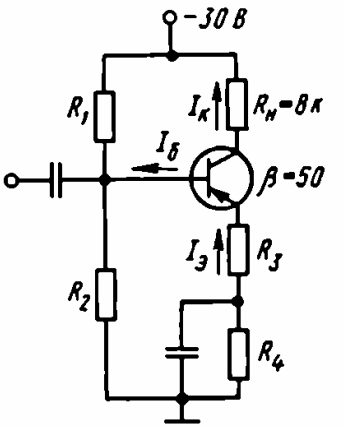


Рис. 2.36

Определим R_1:

$$R_1 = (-E_К + U_Э)/(I_Б + I_{дел}) = (30 - 16)/(220 \cdot 10^{-6}) = 63{,}5 \text{ кОм}.$$

Частотные свойства транзисторов

2.60. Транзистор работает в схеме ОБ с нагрузкой $R_н =$ $= 2$ кОм. Его параметры: $r_э = 40$ Ом, $r_б = 200$ Ом, $r_к = 200$ кОм, $C_к = 20$ пФ. На какой частоте за счет влияния емкости $C_к$ модуль коэффициента усиления $|K_I|$ уменьшится вдвое? Внутренним сопротивлением источника сигнала пренебречь.

Решение

Изобразим Т-образную схему замещения транзистора (рис. 2.37, *а*). Ток, протекающий через резистор $R_н$, должен быть в два раза меньше тока, протекающего через него на низкой частоте, когда емкость $C_к$ несущественна (рис. 2.37, *б*).

Так как можно пренебречь сопротивлением $r_э$ и внутренним сопротивлением источника сигнала ввиду их малости, то токи пропорциональны проводимостям (рис. 2.37, *в*):

$$1/R_н \text{ и } Y = \sqrt{(1/R_н)^2 + (\omega C_к)^2}.$$

По условию задачи, на высокой частоте $1/R_н = Y/2$. Следовательно,

$$\frac{2}{R_н} = Y = \sqrt{\left(\frac{1}{R_н}\right)^2 + (\omega C_к)^2} = \frac{\sqrt{1 + (\omega C_к R_н)^2}}{R_н}.$$

После преобразования получаем $4 = 1 + (\omega C_к R_н)^2$, откуда $\omega = \sqrt{3}/(C_к R_н)$;

$$f = \frac{\sqrt{3}}{2\pi C_к R_н} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^3} \approx 7 \text{ МГц}.$$

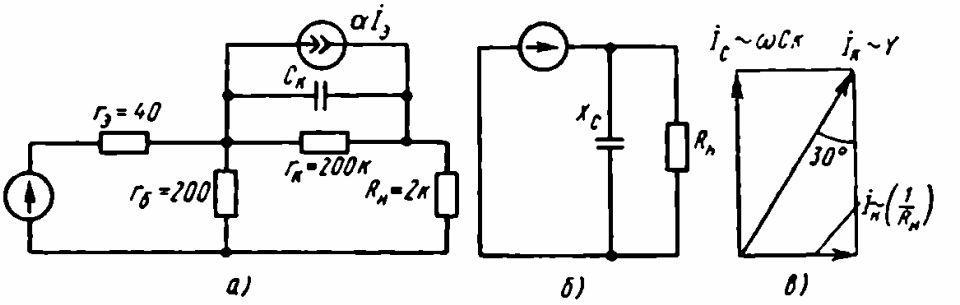


Рис. 2.37

2.61. На низких частотах коэффициент передачи тока эмиттера транзистора $h_{2160} = -0{,}98$ его предельная частота $f_{h_{216}} = 5$ МГц. Определить: а) модуль коэффициента передачи тока эмиттера $|h_{216}|$ этого транзистора на частоте 10 МГц; б) частоту, на которой модуль коэффициента передачи тока эмиттера уменьшается до значения 0,6.

Решение

Известно, что коэффициент передачи тока эмиттера h_{216} изменяется с частотой согласно выражению

$$h_{216} = h_{2160}\left[\frac{1}{1 + j(f/f_{h_{216}})}\right],$$

где h_{2160} – коэффициент передачи тока эмиттера на низкой частоте; $f_{h_{216}}$ – предельная частота, т. е. частота, на которой $|h_{216}| = |h_{2160}|/\sqrt{2}$. Следовательно, если $|h_{2160}| = 0{,}98$, $f_{h_{216}} = 5$ МГц и $f = 10$ МГц, то

$$|h_{216}| = \frac{0{,}98}{\sqrt{1 + (10/5)^2}} = 0{,}44.$$

При $h_{2160} = -0{,}98$, $|h_{216}| = 0{,}6$ и $f_{h_{216}} = 5$ МГц имеем

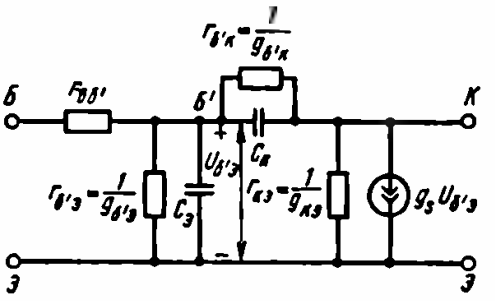


Рис. 2.38

$$f = f_{h_{216}}\sqrt{(h_{2160}/h_{216})^2 - 1} =$$
$$= 5\sqrt{(0{,}96/0{,}6)^2 - 1} =$$
$$= 6{,}24 \text{ МГц}.$$

2.62. При $T = 300$ К в рабочей точке с координатами $I_К = 10$ мА и $U_{КЭ} = 10$ В на низких частотах транзистор имеет сле-

дующие значения h-параметров: $h_{11э} = 500$ Ом, $h_{12э} = 10^{-4}$, $h_{21э} = 100$, $h_{22э} = 50$ мкСм.

Вычислить все параметры гибридной схемы замещения, если $f_{гр} = 50$ МГц и $C_к = 3$ пФ.

Решение

Гибридная схема замещения изображена на рис. 2.38. При расчете ее параметров учтем, что $g_э = I_К/\varphi_T$, где $I_К$ – ток коллектора в рабочей точке, $\varphi_T = kT/e$ – температурный потенциал.

В рассматриваемом случае

$$g_э = 10 \cdot 10^{-3}/(25{,}8 \cdot 10^{-3}) = 0{,}388 \text{ См};$$

$$r_{б'э} = 1/g_{б'э} = h_{21э}/g_э = h_{21э}\varphi_T/I_к = 100/0{,}388 = 258 \text{ Ом};$$

$$r_{бб'} = h_{11э} - r_{б'э} = 500 - 258 = 242 \text{ Ом};$$

$$r_{б'к} = 1/g_{б'к} = r_{б'э}/h_{12э} = 258/10^{-4} = 2{,}58 \text{ МОм};$$

$$g_{кэ} = 1/r_{кэ} = h_{22э} - (1 + h_{21э})\, g_{б'к} =$$

$$= 50 \cdot 10^{-6} - 101 \cdot 0{,}388 \cdot 10^{-6} = 10{,}8 \cdot 10^{-6} \text{ См};$$

$$r_{кэ} = 1/g_{кэ} = 92{,}5 \text{ кОм};$$

$$C_э = g_э/(2\pi f_{гр}) = 0{,}388/(2\pi \cdot 50 \cdot 10^6) = 1235 \cdot 10^{-12} = 1235 \text{ пФ}.$$

§ 2.2. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевые транзисторы представляют собой полупроводниковые приборы, в которых управление током, протекающим между двумя электродами, осуществляется с помощью напряжения, приложенного к третьему электроду. Их работа основана на перемещении только основных носителей заряда, т. е. дырок или электронов.

Управление током в них осуществляется за счет изменения удельной проводимости и площади полупроводникового слоя (канала), через который проходит рабочий ток, с помощью электрического поля. Электрод полевого транзистора, через который втекают носители заряда в канал, называется истоком (И), а электрод, через который из канала вытекают носители заряда, называется стоком (С). Эти электроды обратимы. С помощью напряжения, прикладываемого к третьему электроду, называемому затвором (З), осуществляют перекрытие канала, т. е. изменяют удельную проводимость и площадь сечения канала.

По конструктивным особенностям полевые транзисторы разделяют на транзисторы с управляющим p-n-переходом

и транзисторы с изолированным затвором (структуры металл – диэлектрик – полупроводник, МДП- или МОП-транзисторы).

В полевом транзисторе с управляющим *p-n*-переходом управляющая область (затвор) образует *p-n*-переход с областью канала. При подаче на переход затвор – канал обратного напряжения происходит модуляция удельной проводимости канала, а следовательно, изменение тока канала.

МДП- или МОП-транзистор представляет собой прибор, в котором металлический затвор изолирован слоем диэлектрика от канала, образованного в приповерхностном слое полупроводника. Принцип действия МДП транзистора основан на явлении управления пространственным зарядом полупроводника через слой диэлектрика.

Различают МДП-транзисторы с индуцированным и со встроенным каналом. В МДП-транзисторах с индуцированным каналом проводящий канал между истоком и стоком индуцируется (наводится) управляющим напряжением затвора. В этих транзисторах при разности потенциалов между истоком и затвором, равной нулю, электропроводность между стоком и истоком практически отсутствует.

В МДП-транзисторах со встроенным каналом этот канал создается технологически. В зависимости от типа электропроводности канала МДП-транзисторы могут быть *p*- или *n*-типа. Наибольшее распространение получили МДП-транзисторы с индуцированным каналом *p*-типа и со встроенным каналом *n*-типа. Тип электропроводности истока и стока всегда совпадает с типом электропроводности канала.

Из всех видов полевых транзисторов только транзистор с индуцированным каналом при нулевом напряжении на затворе не проводит тока. Транзистор со встроенным каналом может проводить ток как при положительном, так и при отрицательном смещении. Для его запирания необходимо положительное смещение при дырочной электропроводности канала и отрицательное смещение при электронной электропроводности (полярность запирающего напряжения совпадает со знаком заряда основных носителей в канале).

Управление транзисторов с управляющим *p-n*-переходом и с индуцированным каналом осуществляется путем подачи на затвор потенциала только одной полярности. Транзистор с управляющим *p-n*-переходом работает с отрицательным смещением в случае канала *n*-типа и положительным смещением, если создан канал *p*-типа.

В транзисторах с индуцированным каналом для создания канала *n*-типа следует подавать на затвор положительное

смещение, а для наведения канала *p*-типа – отрицательное смещение.

Для нормальной работы полевых транзисторов к стоку подключается источник напряжения положительным полюсом для транзисторов с каналом *n*-типа и отрицательным – для транзисторов с каналом *p*-типа (независимо от структуры транзистора).

Полевые транзисторы обладают существенными преимуществами по сравнению с биполярными транзисторами. Одним из основных достоинств полевого транзистора является его высокое входное сопротивление ($10^6 - 10^7$ Ом – у транзисторов с управляющим *p-n*-переходом и $10^{10} - 10^{15}$ Ом у МДП-транзисторов). Они более устойчивы к воздействию ионизирующих излучений, хорошо работают и при очень низкой температуре вплоть до температуры жидкого азота (– 197 °С). Кроме того, они характеризуются низким уровнем шумов. МДП-транзисторы широко применяются в интегральных микросхемах.

Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов. Полевые транзисторы описываются двумя ВАХ: стоковой – $I_C = f(U_{СИ})|_{U_{ЗИ} = \text{const}}$ и стокозатворной – $I_C = f_1(U_{ЗИ})|_{U_{СИ} = \text{const}}$.

Полярность включения напряжения стока, стоковая и стокозатворная ВАХ полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа показаны на рис. 2.39, *а, б, в* соответственно. На рис. 2.40, *а, б, в* приведены полярность включения напряжения стокового источника питания, стоковая и стокозатворная ВАХ для МДП-транзистора со встроенным каналом. Полярность включения напряжения стока, стоковая и стокозатворная ВАХ для МДП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа изображены на рис. 2.41, *а, б, в* соответственно.

На характеристиках отчетливо видны две области работы полевых транзисторов:

область I – область нарастания тока стока при увеличении напряжения (омическая область);

область II – область активной работы транзистора на пологом участке стоковой ВАХ. При работе в этой области канал открыт и стоковое напряжение $U_{СИ}$ превышает по абсолютному значению напряжение перекрытия канала. Ток стока практически не зависит от напряжения $U_{СИ}$.

Отсечка тока стока наблюдается в том случае, когда напряжение на затворе по абсолютному значению превышает напряжение отсечки $U_{ЗИотс}$ (для транзисторов с управляющим *p-n*-переходом и со встроенным каналом) или пороговое напряжение $U_{ЗИпор}$ (для транзисторов с индуцированным каналом).

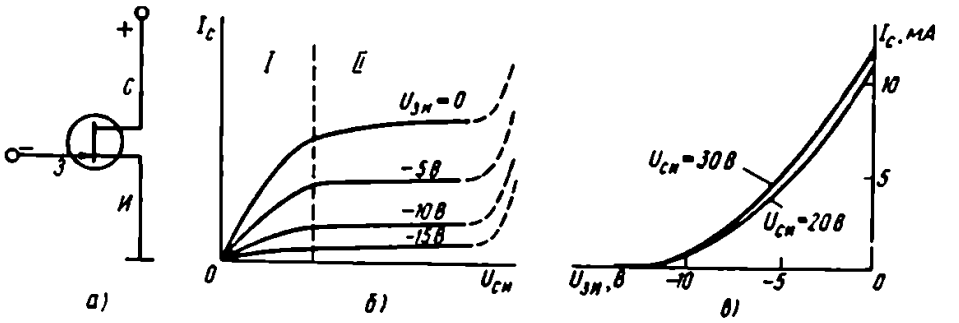


Рис. 2.39.

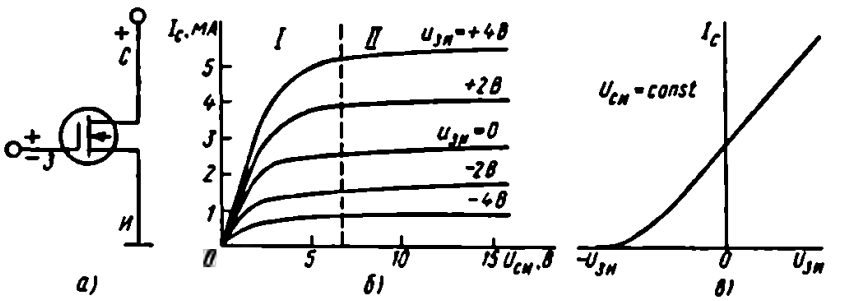


Рис. 2.40

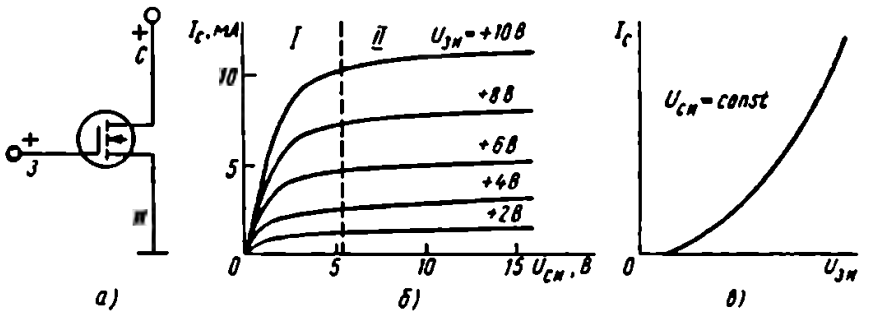


Рис. 2.41

Для полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом, работающего в омической области, т. е. при напряжении $U_{СИ} < |U_{отс}| - |U_{ЗИ}|$, стоковая характеристика описывается уравнением

$$I_С = I_{Снас0} = \left[2\frac{U_{СИ}}{U_{отс}}\left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{отс}}\right) - \left(\frac{U_{СИ}}{U_{отс}}\right)^2\right], \qquad (2.30)$$

где $I_{Снас0}$ – ток насыщения стока при $U_{ЗИ} = 0$. При напряжении $|U_{СИ}| = |U_{отс}| - |U_{ЗИ}|$, ток стока $I_С$ достигает максимального значения. В пологой части характеристики, когда $|U_{СИ}| >$

$> U_{отс} - U_{ЗИ}$, ток стока определяется соотношением

$$I_C = I_{Cнас0}\left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{отс}}\right)^2. \qquad (2.31)$$

Стокозатворная характеристика на пологом участке также описывается последним уравнением.

Параметры полевых транзисторов. Одним из основных параметров полевого транзистора, характеризующего его усилительные свойства, является крутизна стокозатворной характеристики:

$$S = dI_C/dU_{ЗИ}\,|_{U_{СИ} = const}.$$

Она определяет влияние изменения напряжения на затворе на изменение тока стока. Числовое значение крутизны зависит от напряжения на затворе. С увеличением $U_{ЗИ}$ ток стока и крутизна уменьшаются. Для пологой части стоковой характеристики крутизну определяют из соотношения

$$S = S_{max}\left(1 - \frac{|U_{ЗИ}|}{|U_{отс}|}\right), \qquad (2.32)$$

где $S_{max} = 1/R_{к0}$ максимальная крутизна при $U_{ЗИ} = 0$; $R_{к0}$ – минимальное сопротивление канала при $U_{ЗИ} = 0$.

К параметрам полевых транзисторов также относится внутреннее сопротивление транзистора, определяемое как отношение изменения напряжения стока к соответствующему изменению тока стока при постоянном напряжении на других электродах:

$$R_i = \left.\frac{dU_{СИ}}{dI_C}\right|_{U_{ЗИ} = const}.$$

Коэффициент усиления транзистора μ определяется отношением приращений напряжения стока и затвора при холостом ходе на стоке:

$$\mu = \left.\left|\frac{dU_{СИ}}{dU_{ЗИ}}\right|\right|_{I_C = const}.$$

Параметры S_i, R_i и μ связаны между собой соотношением $\mu = SR_i$.

Цепь затвора характеризуют входным сопротивлением транзистора

$$R_{вх} = \left.\frac{dU_{ЗИ}}{dI_З}\right|_{U_{СИ} = const}.$$

В качестве параметров указывают также напряжение отсечки $U_{отс}$; ток насыщения стока $I_{Cнас0}$ при короткозамкнутых истоке

и затворе ($U_{ЗИ} = 0$); емкости: затвор – сток $C_{ЗС}$, затвор – исток $C_{ЗИ}$, сток – исток $C_{СИ}$, подложка – исток $C_{ПИ}$, граничную частоту $f_{гр} = 1/(2\pi\tau)$, где τ – постоянная времени цепи затвора.

Подобно биполярным транзисторам, полевые транзисторы используют в трех основных схемах включения: с общим истоком (ОИ), общим стоком (ОС) и общим затвором (ОЗ). Усилительный каскад по схеме ОИ аналогичен схеме ОЭ. Он дает большое усиление тока и мощности и инвертирует фазу входного напряжения. Коэффициент усиления каскада по напряжению приближенно равен $K_U \approx SR_н$.

Схема ОС подобна эмиттерному повторителю и называется истоковым повторителем. Коэффициент усиления каскада по напряжению близок к единице. Усилитель по схеме ОС имеет сравнительно небольшое выходное сопротивление и большое входное сопротивление. Кроме того, здесь значительно уменьшена входная емкость, что способствует увеличению входного сопротивления на высоких частотах.

Схема ОЗ аналогична схеме ОБ. Схема не усиливает тока, поэтому коэффициент усиления по мощности во много раз меньше, чем в схеме ОИ. Эта схема имеет малое входное сопротивление, так как входным током является ток стока. Фаза напряжения при усилении не инвертируется.

ПРИМЕРЫ

2.63. Показать, что если полевой транзистор с управляющим p-n-переходом работает при достаточно низком напряжении сток – исток, то можно представить его в виде резистора, сопротивление которого

$$R = R_0 [1 - (|U_{ЗИ}|/U_{отс})^{1/2}]^{-1},$$

где R_0 – сопротивление канала при нулевом напряжении затвор – исток; $U_{отс}$ – напряжение отсечки; $U_{ЗИ}$ – напряжение между затвором и истоком.

2.64. а) Удельная проводимость канала n-типа полевого транзистора $\sigma = 20{,}9$ См/м и ширина канала $w = 6$ мкм при напряжении затвор – исток, равном нулю. Найти напряжение отсечки $U_{отс}$, считая, что подвижность электронов $\mu_n = 0{,}13$ м^2/(В·с), а относительная диэлектрическая проницаемость кремния $\varepsilon = 12$. б) При напряжении затвора, равном нулю, сопротивление сток – исток равно 50 Ом. При каком напряжении затвора сопротивление сток – исток станет равным 200 Ом?

Решение

а) Удельная проводимость канала n-типа

$$\sigma = \mu_n e N_д,$$

где $N_д$ – концентрация примеси, μ_n – подвижность электронов. Следовательно,

$$N_д = \sigma/(\mu_n e) = 20{,}9/(0{,}13 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19}) = 10^{21}\ м^{-3}.$$

Напряжение отсечки

$$U_{отс} = eN_д a^2/(2\varepsilon\varepsilon_0),$$

где a – половина ширины канала, когда напряжение затвор – исток $U_{зи} = 0$. Отсюда

$$U_{отс} = 1{,}6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{21} (3{,}0 \cdot 10^{-6})^2/(2 \cdot 12 \cdot 8{,}85 \cdot 10^{-12}) = 6{,}8\ В.$$

б) Сопротивление сток – исток (см. задачу 2.63)

$$R_{си} = \frac{R_0}{1 - (|U_{зи}|/6{,}8)^{1/2}},$$

где R_0 – сопротивление сток – исток при $U_{зи} = 0$. При $R_{си} = 200$ Ом имеем

$$200 = \frac{50}{1 - (|U_{зи}|/6{,}8)^{1/2}},$$

откуда $|U_{зи}| = 3{,}83$ В (напряжение отрицательно относительно истока).

2.65. Полевой транзистор с управляющим p-n-переходом, имеющий $I_{С\,max} = 2$ мА и $S_{max} = 2$ мА/В, включен в усилительный каскад по схеме с общим истоком. Сопротивление резистора нагрузки $R_н = 10$ кОм. Определить коэффициент усиления по напряжению, если: а) $U_{зи} = -1$ В; б) $U_{зи} = -0{,}5$ В; в) $U_{зи} = 0$.

Решение

а) Найдем напряжение отсечки:

$$U_{отс} = 2I_{С\,max}/S_{max} = 2{,}2 \cdot 10^{-3}/(2 \cdot 10^{-3}) = 2\ В.$$

Определим крутизну характеристики транзистора при $U_{зи} = -1$ В:

$$S = S_{max}(1 - |U_{зи}|/U_{отс}) = 2(1 - 1/2) = 1\ мА/В.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$|K_U| = SR_н = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = 10.$$

б) При напряжении затвора $U_{зи} = -0{,}5$ В имеем

$$S = 2(1 - 0{,}5/2) = 1{,}5 \text{ мА/В};$$

$$|K_U| = 1{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 \cdot 10 = 15.$$

в) При напряжении затвора, равном нулю,

$$S = 2(1 - 0/2) = 2 \text{ мА/В};$$

$$|K_U| = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = 20.$$

2.66. У некоторого полевого транзистора с управляющим p-n-переходом $I_{C\,max} = 1$ мА и $U_{отс} = 4$ В. Определить: а) какой ток будет протекать при обратном напряжении смещения затвор – исток, равном 2 В; б) чему равна крутизна и максимальная крутизна в этом случае?

Решение

а) Ток стока найдем из выражения

$$I_C = I_{C\,max}(1 - |U_{зи}|/U_{отс})^2 = 1 \cdot 10^{-3}(1 - 2/4) = 0{,}25 \text{ мА}.$$

б) Крутизна характеристики полевого транзистора

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{зи}} = \frac{2I_{C\,max}}{U_{отс}}\left(1 - \frac{|U_{зи}|}{U_{отс}}\right) = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{4}\left(1 - \frac{2}{4}\right) =$$

$$= 0{,}25 \text{ мА/В}.$$

Максимальная крутизна

$$S_{max} = 2I_{C\,max}/U_{отс} = 2 \cdot 10^{-3}/4 = 0{,}5 \text{ мА/В}.$$

2.67. В усилительном каскаде с общим истоком сопротивление нагрузки $R_н = 20$ кОм (рис. 2.42). Эффективное входное сопротивление полевого транзистора 20 кОм, рабочая крутизна $S = 2$ мА/В. Определить коэффициент усиления каскада.

Решение

Результирующее сопротивление нагрузки

$$R_н = \frac{1}{1/20 + 1/20} = 10 \text{ кОм}.$$

Коэффициент усиления каскада

$$K_U = SR_н = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = 20.$$

2.68. Истоковый повторитель (рис. 2.43) имеет ток стока $I_C = 5$ мА и $S = 2$ мА/В, $R_н = 500$ Ом, $U_{R_и} = U_{ИС}$. Определить следующие величины: а) K_U; б) $R_{вых}$; в) E_C.

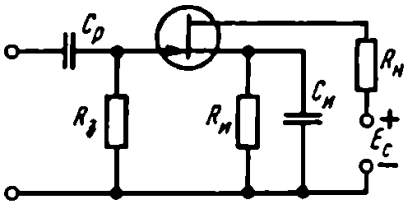


Рис. 2.42

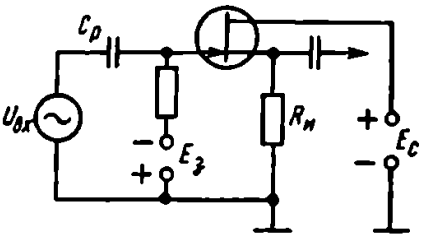


Рис. 2.43

Решение

Здесь

$$|K_U| = SR_и/(1 + SR_и) = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 500/(1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 500) = 0{,}5;$$

$$R_{вых} = R_и/(1 + SR_и) = 500/(1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 500) = 250 \text{ Ом};$$

$$U_{R_и} = I_C R_и = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 500 = 2{,}5 \text{ В}; \quad E_с = 2{,}5 + 2{,}5 = 5 \text{ В}.$$

2.69. В усилителе, схема которого показана на рис. 2.44, при $|U_{ЗИ}| = 2$ В ток стока $I_C = 1$ мА. Определить: а) сопротивление резистора $R_и$, если падением напряжения $I_З R_З$ можно пренебречь; б) напряжение $E_с$, если $R_И = 10$ кОм, $U_{СИ} = 4$ В.

Решение

Здесь:

а) $R_и = |U_{ЗИ}|/I_C = 2{,}0/(1 \cdot 10^{-3}) = 2$ кОм;

б) $E_C = I_C R_и + U_{СИ} + I_C R_и = 10 + 4 + 2 = 16$ В.

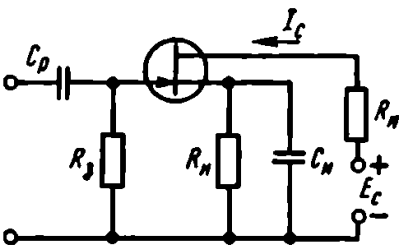


Рис. 2.44

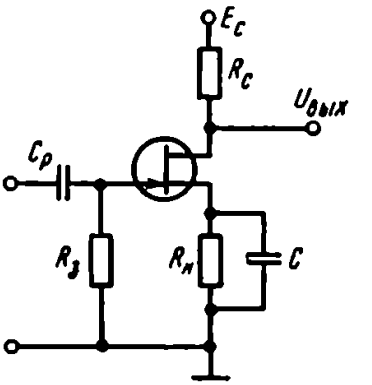


Рис. 2.45

2.70. Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа используется в усилительном каскаде (рис. 2.45). Напряжение отсечки транзистора $U_{отс} = -2$ В, максимальный ток стока $I_{C\,max} = 1{,}8$ мА. Известно, что при напряжении источника питания $E_с = 20$ В ток стока $I_C = 1$ мА. Модуль коэффициента усиления усилителя по напряжению $|K_U| = 10$. Опреде-

лить: а) напряжение смещения затвор – исток $U_{ЗИ}$; б) крутизну транзистора в рабочей точке S; в) сопротивление резистора в цепи истока $R_и$; г) сопротивление нагрузки в цепи стока $R_с$. Предположить, что внутреннее сопротивление транзистора $R_i \gg R_с$ и что на рабочей частоте емкостное сопротивление конденсатора C пренебрежимо мало.

Решение

а) Определим напряжение затвор – исток $U_{ЗИ}$, используя выражение

$$I_С = I_{С\,max}(1 - |U_{ЗИ}|/U_{отс})^2.$$

Подставляя значения, данные в условии задачи, получаем

$1 \cdot 10^{-3} = 1{,}8 \cdot 10^{-3}(1 - |U_{ЗИ}|/2)^2$, откуда $|U_{ЗИ}| = 0{,}5$ В.

б) Найдем максимальную крутизну характеристики прибора:

$$S_{max} = 2I_{С\,max}/U_{отс} = 2 \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-3}/2 = 1{,}8 \text{ мА/В}.$$

Следовательно, крутизна транзистора в рабочей точке

$$S = S_{max}(1 - |U_{ЗИ}|/U_{отс}) = 1{,}8 \cdot 10^{-3}(1 - 0{,}5/2) = 1{,}35 \text{ мА/В}.$$

в) Вычислим сопротивление резистора в цепи истока:

$$R_и = |U_{ЗИ}|/I_С = 0{,}5/(1 \cdot 10^{-3}) = 0{,}5 \text{ кОм}.$$

г) Учитывая, что $R_i \gg R_с$, сопротивление резистора в цепи стока найдем из выражения $|K_U| = SR_с$, откуда

$$R_с = |K_U|/S = 10/(1{,}35 \cdot 10^{-3}) = 7{,}4 \text{ кОм}.$$

2.71. В МДП-транзисторе с каналом n-типа ширина затвора 0,8 мм, длина канала $l = 5$ мкм, толщина слоя диэлектрической изоляции (оксидного) $d = 150$ нм, подвижность электронов в канале $\mu_п = 0{,}02$ м^2/(В · с), относительная диэлектрическая проницаемость оксидной пленки $\varepsilon = 3{,}7$, напряжение сток – исток в пологой части характеристики (при насыщении) $U_{СИ} = 8$ В. Определить крутизну характеристики прибора в пологой области стоковой ВАХ.

Решение

Крутизну прибора в области насыщения вычислим по следующей формуле:

$$S = \mu_п C_з U_{СИ}/l^2,$$

где $\mu_п$ – подвижность электронов в канале; $C_з$ – емкость затвора; l – длина канала; $U_{СИ}$ – напряжение сток – исток при насыщении.

Определим емкость затвора:

$$C_з = \varepsilon\varepsilon_0 П/d = 3{,}7 \cdot 8{,}85 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-6}/(150 \cdot 10^{-9}) =$$

$$= 0{,}87 \text{ пФ}.$$

Следовательно, крутизна характеристики

$$S = 0{,}02 \cdot 0{,}87 \cdot 10^{-12} \cdot 8/(5 \cdot 10^{-6})^2 = 5{,}6 \text{ мА/В}.$$

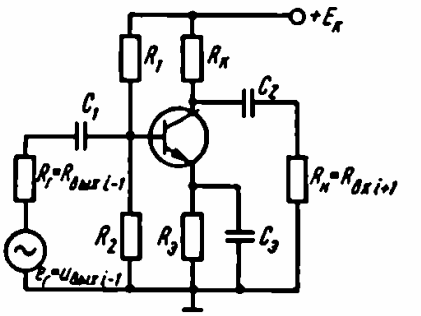
ГЛАВА 3

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С РЕОСТАТНО-ЕМКОСТНЫМИ СВЯЗЯМИ

В многокаскадных усилителях с реостатно-емкостными связями источником сигнала для i-го промежуточного каскада является выходная цепь предыдущего каскада, а нагрузкой — входная цепь последующего.

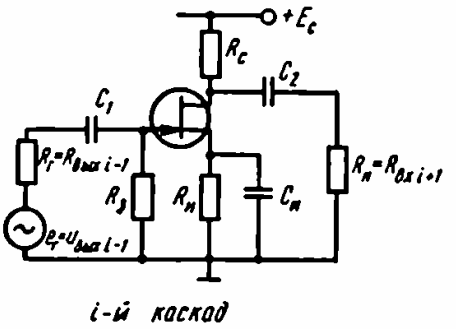
Типовые схемы промежуточных каскадов с включением биполярного или полевого транзистора по схеме ОЭ (ОИ) изображены на рис. 3.1 и 3.2 соответственно. Они содержат переходные конденсаторы C_1 и C_2 и блокирующий конденсатор $C_э(C_и)$.

Конденсатор C_1 пропускает во входную цепь промежуточного каскада переменную составляющую напряжения источника сигнала и не пропускает постоянную составляющую. Конденсатор C_2 выполняет аналогичную функцию по отношению к нагрузке и выходной цепи промежуточного каскада. Конденсатор $C_э(C_и)$ шунтирует резистор $R_э(R_и)$ по перемен-



i-й каскад

Рис. 3.1



i-й каскад

Рис. 3.2

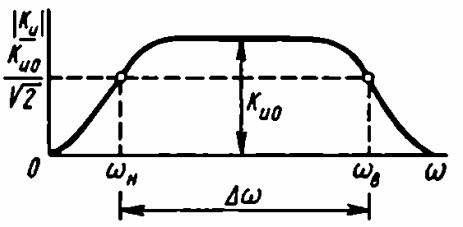


Рис. 3.3

ному току, исключая тем самым отрицательную обратную связь по переменным составляющим. Отсутствие конденсатора $C_э(C_и)$ привело бы к уменьшению усиления каскада.

Амплитудно-частотная характеристика каскада рассматриваемого вида показана на рис. 3.3. Полоса пропускания определяется как $\Delta\omega = \omega_в - \omega_н$. Параметр K_{U0} характеризует усиление в области средних частот. В области низших частот на работу каскадов оказывают влияние переходные и блокирующие конденсаторы, в области высших частот для каскадов на биполярных транзисторах – частотная зависимость коэффициента передачи тока базы β, коллекторная емкость $C_к$ и емкость нагрузки $C_н$, а для каскадов на полевых транзисторах – паразитные межэлектродные емкости $C_{зи}$, $C_{зс}$, $C_{си}$ и емкость нагрузки.

§ 3.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ В ОБЛАСТИ СРЕДНИХ ЧАСТОТ

В области средних частот внешние емкости C_1, C_2 и $C_э(C_и)$ будем предполагать бесконечно большими, емкости $C_к$, $C_н$ и паразитные емкости $C_{зи}$, $C_{зс}$, $C_{си}$ – равными нулю, коэффициент передачи β – действительной величиной. Тогда малосигнальные эквивалентные схемы каскадов в области средних частот будут иметь вид, показанный на рис. 3.4 и 3.5. Здесь приняты следующие обозначения: $r_б$ – объемное сопротивление базы биполярного транзистора; $r_э = \varphi_т/I_э$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода; $r_к^* = r_к/(1 + \beta)$, где $r_к$ – дифференциальное сопротивление коллекторного перехода; $r_с$ – дифференциальное сопротивление канала полевого транзистора в пологой области характеристик; S – его крутизна.

Определим среднечастотные параметры каскадов. Непосредственно из эквивалентной схемы рис. 3.4 без учета влияния резисторов базового делителя получаем

$$R_{вх} = r_б + r_э(1 + \beta_e),\ K_U = \frac{\beta_e (R_к \parallel R_н)}{R_г + R_{вх}},\ R_{вых} =$$

$$= R_к \parallel [r_к^* (1 + \beta\gamma_б)] \approx R_к,\ R_{вых\,э} = r_э + (r_б + R_г)/(1 + \beta_e),$$

$$K_I = \frac{R_г}{R_г + R_{вх}} \beta_e \frac{R_к}{R_к + R_н},\ \text{где}\ \beta_e = \beta \frac{r_к^*}{r_к^* + R_к \parallel R_н},$$

$$\gamma_б = \frac{r_э}{r_э + r_б + R_г}.$$

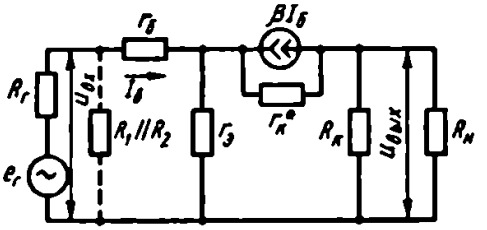


Рис. 3.4

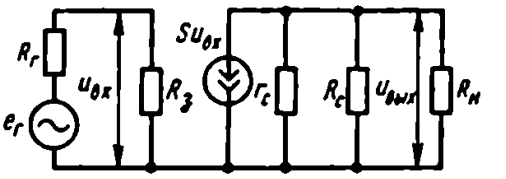


Рис. 3.5

Из эквивалентной схемы рис. 3.5 находим

$$R_{вх} = R_э,\ K_U = \frac{R_э}{R_г + R_э} S\,(r_с \parallel R_с \parallel R_н) \approx SR_{сн},$$

$$R_{вых} = r_с \parallel R_с,\ R_{вых\,н} = \frac{1}{S},$$

$$K_I = \frac{R_г}{R_г + R_э} SR_г \frac{R_{вых}}{R_{вых} + R_н},\ \text{где}\ R_{сн} = R_с \parallel R_н.$$

Для N-каскадного усилителя, структурная схема которого приведена на рис. 3.6, коэффициент усиления можно записать в следующем виде:

$$K_U = \frac{u_{вых}}{e_г} = K_{хх} \frac{R_н}{R_{вых\,N} + R_н} = K_{U1}K_{U2}\ldots K_{UN} \frac{R_н}{R_{вых\,N} + R_н}, \tag{3.1}$$

где $K_{U1} = e_1/e_г,\ K_{U2} = e_2/e_1,\ \ldots,\ K_{UN} = e_N/e_{N-1}$.

Если многокаскадный усилитель построен на биполярных транзисторах, то $K_{U1} = \beta_{e1}R_{к1}/(R_г + R_{вх1})$, а коэффициент усиления каждого из последующих каскадов

$$K_{Um} = \frac{\beta_{em}R_{км}}{R_{км-1} + R_{вх\,m}}.$$

Тогда формула (3.1) запишется в виде

$$K_U = \frac{\beta_{eN}\,(R_н \parallel R_{кN})}{R_г + R_{вх1}} \prod_{m=1}^{N-1} \beta_{em} \frac{R_{км}}{R_{км} + R_{вх\,m+1}}. \tag{3.2}$$

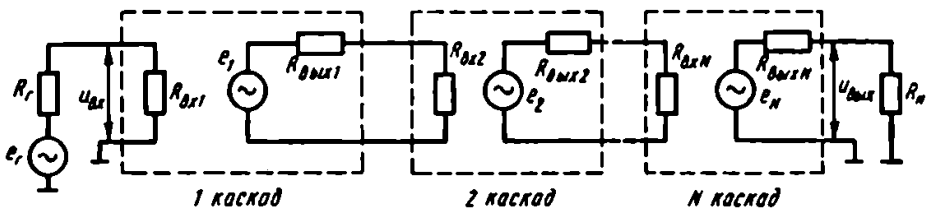


Рис. 3.6

Полагая $R_к \gg R_{вх}$ и считая все транзисторы одинаковыми, получим

$$K_U = \frac{\beta_e^N R_н}{R_г + R_{вх}}.$$

Если многокаскадный усилитель построен на полевых транзисторах, то $K_{U1} = \frac{R_{з1}}{R_г + R_{з1}} S_1 R_{с1}$,

$$K_{Um} = \frac{R_{зm}}{R_{сm-1} + R_{зm}} S_m R_{сm}.$$

Тогда (3.1) запишется так:

$$K_U = \frac{R_{зN}}{R_г + R_{з1}} S_N R_{сN} \parallel R_н \prod_{m=1}^{N-1} \frac{R_{зm}}{R_{сm} + R_{зm+1}} S_m R_{сm}. \qquad (3.3)$$

Полагая $R_{зm} \gg R_{сm}$ и считая все транзисторы одинаковыми, получим

$$K_U = \frac{R_{з1}}{R_г + R_{з1}} (SR_с)^N \frac{R_н}{R_с + R_н}.$$

§ 3.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ В ОБЛАСТИ НИЗШИХ ЧАСТОТ

Эквивалентные схемы каскадов в области низших частот, в которой существенное влияние оказывают емкости C_1, C_2 и $C_э$ ($C_и$), показаны на рис. 3.7 и 3.8. С понижением частоты реактивное сопротивление указанных емкостей увеличивается. При этом емкости C_1 и C_2 препятствуют прохождению сигнала со входа каскада на его выход, уменьшая тем самым коэффициент усиления каскада в области низших частот. Действие блокирующей емкости несколько иное – в области низших частот она перестает шунтировать резистор $R_э$ ($R_и$) и коэффициент усиления каскада уменьшается за счет действия отрицательной обратной связи. Для того чтобы количественно оценить уменьшение усиления, вводят понятие коэффициента частотных искажений

$$M_н = K_{Uсч}/K_{Uнч}, \qquad (3.4)$$

который показывает, во сколько раз коэффициент усиления в области средних частот ($K_{Uсч}$) больше коэффициента усиления в области низших частот ($K_{Uнч}$). Так как в области низших частот коэффициент усиления является комплексной величиной, то под $K_{Uнч}$ понимают его модуль. Коэффициент частотных иска-

жений выражают в децибелах (дБ):

$$M_н = 20\lg(K_{U\text{сч}}/K_{U\text{нч}}).$$

Частотные искажения за счет емкости C_1 можно определить по формуле

$$M_{н1} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_{н1}}\right)^2}, \quad (3.5)$$

где $\tau_{н1} = C_1(R_г + R_{вх})$.

Частотные искажения за счет емкостей C_2 и $C_э$ определим также по формуле (3.5), введя величины

$$\tau_{н2} = C_2(R_к + R_н \parallel r_к^*) \approx \approx C_2(R_к + R_н), \quad \tau_{нэ} = = C_э R_{вых.э} = C_э\left(r_э + + \frac{R_г + r_б}{1 + \beta_е}\right).$$

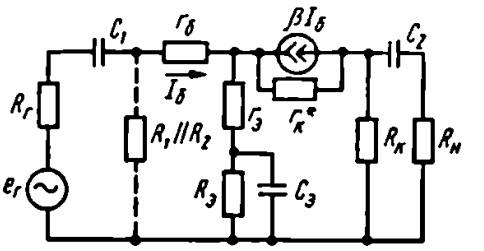


Рис. 3.7

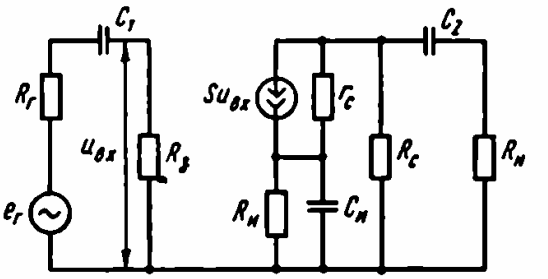


Рис. 3.8

Для эквивалентной схемы каскада на полевых транзисторах (рис. 3.8) частотные искажения также будем определять по формуле (3.5), причем $\tau_{н1} = C_1(R_г + R_з)$, $\tau_{н2} = C_2(R_с \parallel r_с + R_н) \approx \approx C_2(R_с + R_н)$, $\tau_{ни} = C_и R_{вых.и} = C_и/S$.

Фактически каждая постоянная времени представляет собой произведение соответствующей емкости на результирующее сопротивление цепи ее перезаряда. Суммарные искажения на низких частотах подсчитывают с достаточной точностью по формуле

$$M_н = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_{н.экв}}\right)^2}, \text{ где } \frac{1}{\tau_{н.экв}} = \frac{1}{\tau_{н1}} + \frac{1}{\tau_{н2}} + \frac{1}{\tau_{нэ}}.$$

В случае многокаскадного усилителя определяют сумму обратных значений эквивалентных постоянных времени:

$$\tau_н = \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{1}{\tau_{н.экв\,i}}\right)^{-1}. \quad (3.6)$$

Нижнюю граничную частоту i-го каскада $\omega_{нi}$ по уровню 0,707 оценивают по формуле

$$\omega_{нi} = 1/\tau_{н.экв\,i}. \quad (3.7)$$

Для многокаскадного усилителя

$$\omega_н = 1/\tau_н,$$

где $\tau_н$ определяется по формуле (3.6).

Если задан общий коэффициент частотных искажений $M_н$ на весь усилитель, то эту величину следует распределить между отдельными искажающими в области низших частот цепями и затем определить необходимые значения емкостей. Например, переходную емкость C_1 в схеме рис. 3.7 можно вычислить по формуле

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_н (R_г + R_{вх})\sqrt{M_{н1}^2 - 1}}, \qquad (3.8)$$

где $f_н$ – нижняя граничная частота усилителя; $M_{н1}$ – доля частотных искажений, приходящаяся на данную емкость, причем

$$M_н = \prod_{i=1}^{N} M_{нi}.$$

Аналогичные формулы легко получаются и для всех остальных емкостей, приведенных на рис. 3.7 и 3.8.

§ 3.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ В ОБЛАСТИ ВЫСШИХ ЧАСТОТ

Эквивалентные схемы каскадов в области высших частот показаны на рис. 3.9 и 3.10. С повышением частоты уменьшается коэффициент β, увеличиваются шунтирующее действие емкости коллекторного перехода $C_к$, емкости нагрузки $C_н$, межэлектродных емкостей полевого транзистора $C_{зи}$, $C_{зс}$ и $C_{си}$. Все это приводит к уменьшению усиления в области высших частот. Количественно уменьшение коэффициента усиления по сравнению со средними частотами оценивают с помощью коэффициента частотных искажений

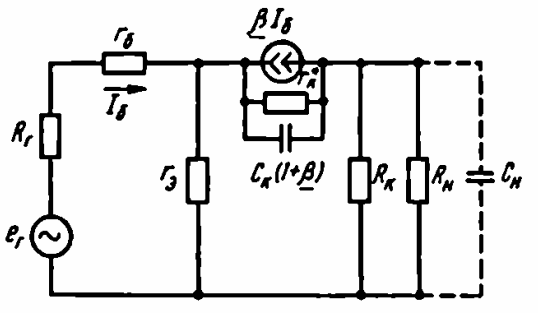


Рис. 3.9

$$M_в = K_{U сч}/K_{U вч}, \qquad (3.9)$$

где $K_{U вч}$ – модуль коэффициента усиления в области высших частот.

Коэффициент частотных искажений в области высших частот для каскада на биполярном транзисторе

$$M_в = \sqrt{1 + (\omega\tau_в)^2}, \tag{3.10}$$

где

$$\tau_в = \frac{\tau_c}{1 + \gamma_б\beta_e} + C_н R_к \parallel R_н, \quad \tau_e = \tau_\beta + C_к (R_к \parallel R_н)(1 + \beta);$$

τ_β – постоянная времени установления коэффициента передачи тока базы, входящая в комплексный параметр $\underline{\beta} = \dfrac{\beta}{1 + j\omega\tau_\beta}$.

Для каскада на полевых транзисторах (рис. 3.10) частотные искажения также определяются по формуле (3.10), где

$$\tau_в = \sqrt{\tau^2_{вх} + \tau^2_{вых}}, \quad \tau_{вх} = (R_г \parallel R_з) C_{вх}, \quad \tau_{вых} = (R_с \parallel R_н)(C_н + C_{сн}),$$
$$C_{вх} = C_{зи} + C_{зс}(1 + S(R_с \parallel R_н)).$$

Верхняя граничная частота i-го каскада $\omega_{вi}$ по уровню 0,707 оценивается по известной формуле

$$\omega_{вi} \approx 1/\tau_{вi}. \tag{3.11}$$

Для многокаскадного усилителя, построенного из N идентичных каскадов,

$$\omega_в = \omega_{вi}/\sqrt{N}. \tag{3.12}$$

В настоящее время широкое распространение получили многокаскадные усилители на интегральных микросхемах. Усилитель в виде микросхемы каскадируется с аналогичным усилителем с помощью реостатно-емкостных связей или непосредственно. В первом случае многокаскадный усилитель можно рассматривать как рассмотренный усилитель с реостатно-емкостными связями. Нижняя граничная частота такого усилителя определяется номиналами переходных емкостей, а верхняя граничная частота – частотными свойствами самой микросхемы. Как пример рассмотрим высокостабильный уси-

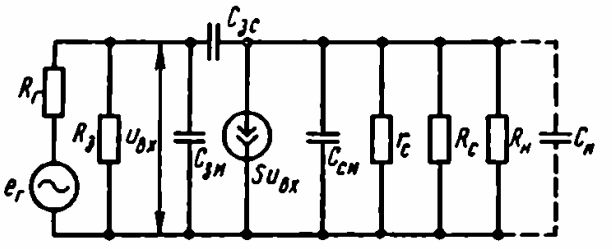


Рис. 3.10

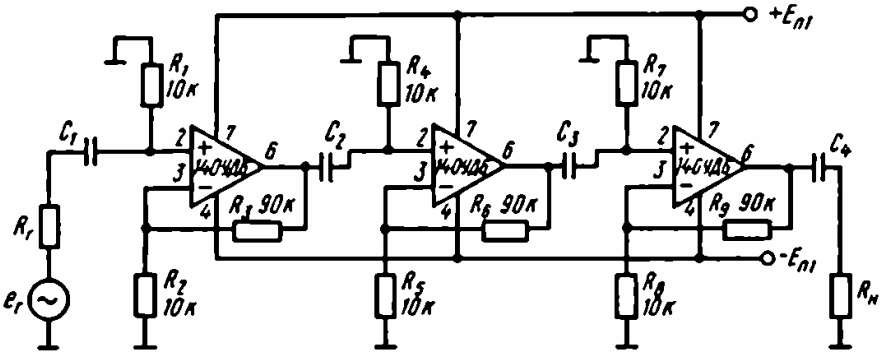


Рис. 3.11

литель, построенный на основе микросхемы 140УД6 (рис. 3.11). Это микросхема операционного усилителя, для которого в справочниках приводятся значения $R_{вх} = 2$ МОм, $R_{вых} = 100$ Ом, $f_T = 1$ МГц. Как будет показано в дальнейшем, каждый «каскад» такого многокаскадного усилителя в области средних частот обладает весьма стабильным коэффициентом усиления $K_U = 10$ за счет включения резисторов $R_2 - R_3$, $R_5 - R_6$, $R_8 - R_9$. Для области нижних частот можно ввести четыре постоянные времени:

$$\tau_{н1} = C_1 (R_г + R_1),\ \tau_{н2} = C_2 (R_{вых} + R_4) \approx C_2 R_4,$$

$$\tau_{н3} = C_3 (R_{вых} + R_7) \approx C_3 R_7,\ \tau_{н4} = C_4 (R_{вых} + R_н).$$

Весьма высокое входное сопротивление каждой микросхемы в этих формулах не учитывается.

В области высших частот усиление ограничивается частотными свойствами микросхем, которые характеризуются частотой единичного усиления $f_т$. Операционный усилитель 140УД6 имеет внутреннюю частотную коррекцию. Это значит, что его АЧХ без обратной связи имеет наклон – 20 дБ/дек. Поэтому, зная величины $f_т$ и $K_{Uос}$, можно построить АЧХ для ОУ с обратной связью (рис. 3.12). При этом частота $f_{в1} = 100$ кГц. Используя формулу (3.12), находим для усилителя, состоящего из трех идентичных каскадов,

$$f_в = f_{в1}/\sqrt{3} = 58 \text{ кГц}.$$

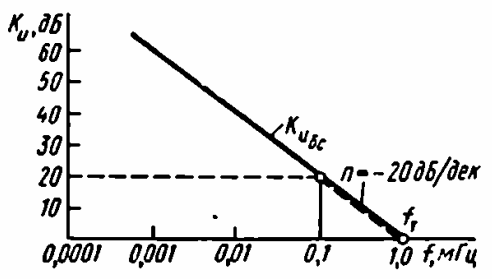


Рис. 3.12

Справочных данных на микросхему оказывается вполне достаточно, чтобы рассчитать многокаскадный усилитель с реостатно-емкостными связями, созданный на основе этой микросхемы.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

3.1. В предварительном усилителе, схема которого изображена на рис. 3.13, определить номиналы переходных и блокирующих конденсаторов, а также необходимый тип активных элементов для обеспечения нижней граничной частоты $f_н =$ $= 100$ Гц и верхней граничной частоты $f_в = 500$ кГц. Подсчитать коэффициент усиления в области средних частот.

Решение

1. Из условия задачи вытекает, что $M_н = 1{,}41$ на частоте $f = 100$ Гц. Распределим низкочастотные искажения между тремя переходными и двумя блокирующими конденсаторами следующим образом: $M_{нс1} = M_{нс2} = M_{нс3} = 1{,}02$; $M_{нсэ1} = M_{нсэ2} =$ $= 1{,}15$; при этом

$$M_н = M_{нс1}M_{нс2}M_{нс3}M_{нсэ1}M_{нсэ2} = 1{,}41.$$

На блокирующие конденсаторы выделена бóльшая часть частотных искажений, так как цепи их заряда более низкоомны по сравнению с цепями перезаряда переходных конденсаторов.

2. Для обеспечения сравнительно высокой верхней граничной частоты выберем высокочастотный транзистор ГТ305А. Методом последовательных приближений, воспользовавшись справочными выходными характеристиками этого транзистора, определим режим по постоянному току транзисторов T_1 и T_2 на рис. 3.13. Для $E_к = -10$ В получаем $U_к = 6$ В, $I_Э = 5$ мА, $I_Б = 200$ мкА. В таком режиме транзистор ГТ305А имсет следующие параметры: $\beta = 25$, $f_т = 140$ МГц, $C_к = 7$ пФ, $r_б =$ $= 70$ Ом, $r_к = 200$ кОм.

3. Определяем номиналы переходных конденсаторов C_1, C_2 и C_3.

Для этого сначала определим величины

$$R_{вх1} = R_{вх2} \approx r_б + r_э(1 + \beta) = r_б + \frac{\varphi_т}{I_э}(1 + \beta) =$$

$$= 70 + \frac{25}{5}(1 + 25) = 200 \text{ Ом},$$

где $I_Э = 5$ мА – режимный ток эмиттера транзисторов T_1 и T_2; $\varphi_т = 25$ мВ – температурный потенциал при температуре окружающей среды 20 °С.

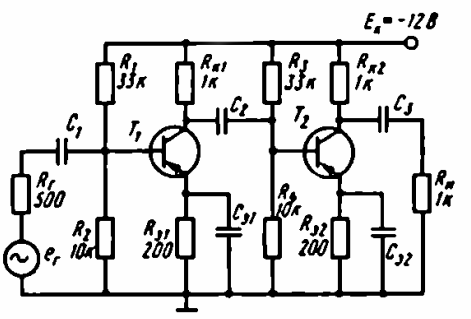


Рис. 3.13

Сопротивлениями базовых делителей можно пренебречь,

так как

$$R_6 = R_1 \parallel R_2 = R_3 \parallel R_4 \gg R_{вх1} = R_{вх2}.$$

Согласно формуле (3.8),

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_н (R_г + R_{вх1})\sqrt{M_{нс1}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100\,(500 + 200)\sqrt{1{,}02^2 - 1}} \approx 11 \cdot 10^{-6}\ Ф = 11\ мкФ,$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_н (R_{к1} + R_{вх2})\sqrt{M_{нс2}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100\,(1000 + 200)\sqrt{1{,}02^2 - 1}} \approx 7 \cdot 10^{-6}\ Ф = 7\ мкФ,$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_н (R_{к2} + R_н)\sqrt{M_{нс3}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100\,(1000 + 1000)\sqrt{1{,}02^2 - 1}} \approx 4 \cdot 10^{-6}\ Ф = 4\ мкФ.$$

4. Определяем номиналы блокирующих конденсаторов $C_{э1}$ и $C_{э2}$. Для этого сначала находим $R_{вых.э}$, вновь пренебрегая влиянием резисторов базовых делителей и считая $\beta_e = \beta$:

$$R_{вых.э1} = r_{э1} + \frac{R_г + r_{б1}}{1 + \beta_1} = 5 + \frac{500 + 70}{1 + 25} = 27\ Ом,$$

$$R_{вых.э2} = r_{э2} + \frac{R_{к1} + r_{б2}}{1 + \beta_2} = 5 + \frac{1000 + 70}{1 + 25} = 46\ Ом.$$

Согласно формуле (3.8), имеем

$$C_{э1} = \frac{1}{2\pi f_н R_{вых.э1}\sqrt{M_{нс1}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100 \cdot 27\sqrt{1{,}15^2 - 1}} \approx 100 \cdot 10^{-6}\ Ф = 100\ мкФ,$$

$$C_{э2} = \frac{1}{2\pi f_н R_{вых.э2}\sqrt{M_{нс2}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100 \cdot 46\sqrt{1{,}15^2 - 1}} \approx 62 \cdot 10^{-6}\ Ф = 62\ мкФ.$$

На практике следует для C_1, C_2, C_3, $C_{э1}$ и $C_{э2}$ выбирать ближайший стандартный номинал.

5. Проверяем правильность выбора типа транзистора с точки зрения обеспечения заданной верхней граничной частоты. Имеем

$$\tau_\beta = \frac{1+\beta}{2\pi f_т} = \frac{1+25}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 140 \cdot 10^6} \approx 30 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 30 \text{ нс}.$$

Для первого каскада

$$\tau_{e1} = \tau_{\beta 1} + C_{к1}(1+\beta_1)(R_{к1} \parallel R_{вх2}) =$$

$$= 30 + 7(1+25) \cdot \frac{1 \cdot 0{,}2}{1+0{,}2} \approx 60 \text{ нс},$$

$$\gamma_{61} = \frac{r_{э1}}{r_{э1} + r_{61} + R_1} = \frac{5}{5+70+500} = 0{,}0087,$$

$$\tau_{в1} = \frac{\tau_{e1}}{1+\gamma_{61}\beta_1} = \frac{60}{1+0{,}0087 \cdot 25} = 49 \text{ нс}.$$

Для второго каскада, аналогично,

$$\tau_{e2} = \tau_{\beta 2} + C_{к2}(1+\beta_2)(R_{к2} \parallel R_н) =$$

$$= 41 + 7(1+25) \cdot \frac{1 \cdot 1}{1+1} \approx 130 \text{ нс},$$

$$\gamma_{62} = \frac{r_{э2}}{r_{э2} + r_{62} + R_{к1}} = \frac{5}{5+70+1000} = 0{,}00465,$$

$$\tau_{в2} = \frac{\tau_{e2}}{1+\gamma_{62}\beta_2} = \frac{130}{1+0{,}00465 \cdot 25} = 116 \text{ нс}.$$

Итак, искажения в области высших частот определяются в основном вторым каскадом, так как $\tau_{в2} \gg \tau_{в1}$. Отсюда

$$f_в \approx \frac{1}{2\pi\tau_{в2}} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 116 \cdot 10^{-9}} \approx 1{,}3 \text{ МГц},$$

т. е. выбранный тип транзисторов обеспечивает заданное значение $f_в$.

6. Находим коэффициент усиления в области средних частот:

$$K_U = K_{U1}K_{U2} = \frac{\beta_1 (R_{к1} \parallel R_{вх2})}{R_г + R_{вх1}} \cdot \frac{\beta_2 (R_{к2} \parallel R_н)}{R_{вх2}} =$$

$$= \frac{25 \cdot \dfrac{1 \cdot 0{,}2}{1+0{,}2}}{0{,}5+0{,}2} \cdot \frac{25 \cdot \dfrac{1 \cdot 1}{1+1}}{0{,}2} = 370.$$

3.2. Рассчитать широкополосный усилитель на основе каскадного соединения однотипных усилительных микросхем К224УС1 по следующим данным: $R_н = 1$ кОм, $K_U = 10$, $f_в \geqslant 40$ МГц, $f_н \leqslant 500$ кГц. Предполагается, что усилитель работает от низкоомного источника сигнала.

Решение

1. Из справочных данных микросхемы К224УС1, принципиальная схема которой и типовое включение показаны на рис. 3.14 и 3.15, имеем $E_{п1} = 5{,}4 \div 12{,}0$ В, $E_{п2} = 3$ В, $S = 25$ мА/В, $R_{вх} \geqslant 150$ Ом, $f_н = 0{,}15$ МГц, $f_в = 110$ МГц.

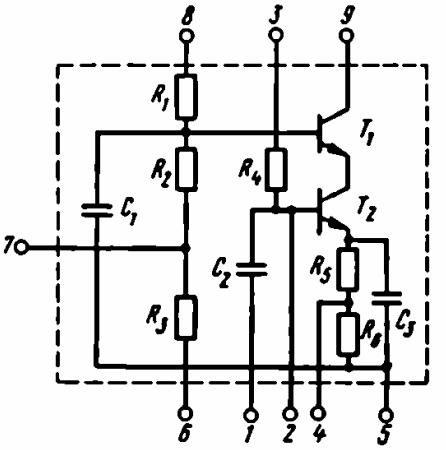


Рис. 3.14

2. Подсчитаем коэффициент усиления $K_U = SR_н$, который

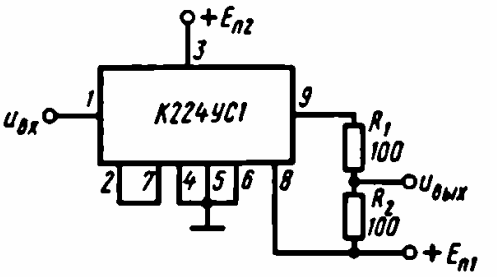


Рис. 3.15

может обеспечить одна микросхема в области средних частот. Роль параметра $R_н$ при работе на такую же микросхему будет играть величина $R_н = R_2 \parallel R_{вх} = 100 \parallel 150 = 60$ Ом. Тогда $K_U = 25 \cdot 0{,}06 = 1{,}5$. Для обеспечения коэффициента усиления $K_U = 10$ требуется включить последовательно пять таких микросхем. Последняя микросхема работает на большую нагрузку $R_{н5} = R_2 \parallel R_н = 100 \parallel 1000 = 90$ Ом, тогда $K_{U5} = SR_{н5} = 25 \cdot 0{,}09 = 2{,}25$. Общий коэффициент усиления

$$K_U = (K_{U1})^4 K_{U5} = 11{,}4.$$

3. Определим верхнюю граничную частоту усилителя по формуле (3.12):

$$f_в \approx f_{в1}/\sqrt{N} = 110/\sqrt{5} = 45 \text{ МГц}.$$

4. Найдем нижнюю граничную частоту усилителя. Нижняя граничная частота каждой микросхемы определяется переходными и блокирующими емкостями внутри микросхемы (см. рис. 3.14). Для всего усилителя имеем $f_н \cong f_{н1}\sqrt{N} = 0{,}15 \cdot \sqrt{5} = 335$ кГц.

Итак, пятикаскадный усилитель удовлетворяет всем требованиям задания.

3.3. Подсчитать коэффициент усиления по напряжению трехкаскадного усилителя на биполярных транзисторах в области средних частот при условии, что $R_к \gg R_{вх}$, $R_г = 5$ кОм, $R_н = 1$ кОм, $\beta = 10$, $r_б = 200$ Ом, $r_э = 25$ Ом.

Ответ: 183.

3.4. Определить коэффициент частотных искажений $M_н$ на частоте 50 Гц для схемы, изображенной на рис. 3.2, если $R_г = 5$ кОм, $R_э = 1$ МОм, $R_с = 5$ кОм, $R_н = 10$ кОм, $S = 5$ мА/В, $C_1 = C_2 = 1$ мкФ, $C_н = 10$ мкФ.

Ответ: 11.5.

3.5. Определить верхнюю граничную частоту схемы на основе операционного усилителя, показанной на рис. 3.16.

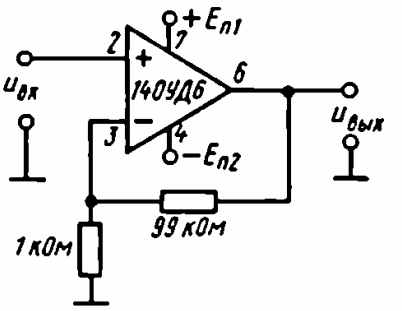


Рис. 3.16

Ответ: 10 кГц.

3.6. Найти полосу пропускания усилителя, изображенного на рис. 3.11, если $R_г = R_н = 1$ кОм, $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 1$ мкФ.

Ответ: 57,809 кГц.

3.7. Во сколько раз изменится коэффициент частотных искажений $M_в$ на частоте 1 МГц, если в схеме на рис. 3.1 транзистор ГТ108А заменить транзистором ГТ305А? Считать, что $R_г = R_н = 1$ кОм, $R_1 = 40$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, $R_к = 2$ кОм; использовать справочные параметры транзисторов при типовых режимах по постоянному току.

Ответ: 7,35.

ГЛАВА 4
ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

§ 4.1. ПОНЯТИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Обратную связь вводят для того, чтобы улучшить показатели усилителя или придать ему некоторые специфические свойства. В общем случае обратная связь в усилителе осуществляется подачей части сигнала с выхода на вход. Основная структурная схема усилителя с обратной связью показана на рис. 4.1, где S – некоторая величина, характеризующая электрические сигналы.

В наиболее общем случае K и γ – комплексные коэффициенты

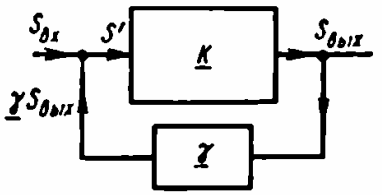


Рис. 4.1

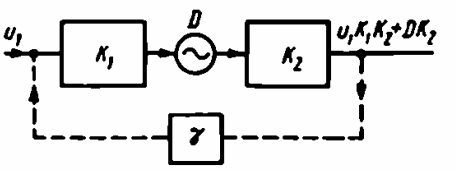


Рис. 4.2

передачи, причем обычно $|\underline{K}| \gg 1$, а $|\gamma| \leqslant 1$. Для этой схемы можно записать $S' = S_{вх} + \gamma S_{вых}$, но $S_{вых} = \underline{K}S'$; следовательно, $S' = S_{вх} + \gamma \underline{K} S'$, откуда $S' = S_{вх}/(1 + \gamma \underline{K})$. Окончательно получаем $S_{вых} = \underline{K} S_{вх}(1 - \gamma \underline{K})$ и общий коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{ос} = \frac{S_{вых}}{S_{вх}} = \frac{\underline{K}}{1 - \gamma \underline{K}}.$$

Модуль знаменателя последнего выражения может быть либо больше, либо меньше единицы. Поэтому включение обратной связи либо увеличивает, либо уменьшает общий коэффициент усиления. Если общий коэффициент усиления увеличивается, то обратную связь называют положительной (ПОС), а если уменьшается – отрицательной (ООС). Следует иметь в виду, что в одной и той же схеме обратная связь на одних частотах может действовать как отрицательная, а на других – как положительная. Для ООС в области средних частот можно записать

$$K_{ос} = \frac{K}{1 + \gamma K} = \frac{K}{F}, \tag{4.1}$$

где $K_{ос} = |\underline{K}_{ос}|$, $K = |\underline{K}|$, $\gamma = |\gamma|$, $F = 1 + \gamma K$ – фактор или глубина обратной связи. Применение ООС повышает стабильность коэффициента усиления, т. е. коэффициент усиления становится менее чувствительным к изменению параметров. Предположим, что в выражении (4.1) $\gamma K \gg 1$, тогда

$$K_{ос} \approx \frac{K}{\gamma K} = \frac{1}{\gamma}, \tag{4.2}$$

т. е. коэффициент усиления усилителя с обратной связью будет определяться только коэффициентом передачи цепи обратной связи и практически не будет зависеть от K и его возможных изменений. В общем случае относительное изменение коэффициента усиления усилителя с ООС в $1 + \gamma K$ раз меньше отно-

сительного изменения коэффициента усиления усилителя без обратной связи, т. е.

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{dK/K}{1 + \gamma K}.$$

Применение ООС приводит также к уменьшению нелинейных искажений в усилителе, которые оценивают коэффициентом гармоник

$$K_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \ldots}}{U_1},$$

где U_1 – эффективное значение первой (основной) гармоники сигнала на выходе усилителя; U_2, U_3, U_4, ... – эффективные значения высших гармоник сигнала.

Высшие гармоники сигнала возникают из-за нелинейности входных и выходных характеристик транзисторов усилителя. Чем больше амплитуда сигнала, тем сильнее сказываются нелинейности и тем больше уровень высших гармоник. Поэтому основным источником нелинейных искажений в усилителе являются выходные каскады, где уровень сигнала максимален. На рис. 4.2 показана структурная схема усилителя, в выходном каскаде которого появляется некоторый сигнал D, характеризующий высшие гармоники сигнала. Если предположить, что $K_2 \ll K_1$, то охват такого усилителя цепью ООС с коэффициентом передачи γ приводит к уменьшению коэффициента гармоник. Это объясняется тем, что уменьшение размаха выходного сигнала путем введения в усилитель ООС приводит к ослаблению высших гармоник в значительно большей степени, чем к ослаблению основной гармоники сигнала. Для оценочных расчетов можно считать, что

$$K_{r\,oc} = K_r/(1 + \gamma K), \qquad (4.3)$$

где $K = K_1 K_2$.

Отрицательная обратная связь широко используется также для улучшения амплитудно-частотных характеристик усилителей. Она позволяет расширить полосу пропускания, что обеспечивает уменьшение частотных искажений сигналов сложной формы. Частотные искажения в усилителе характеризуют коэффициентом частотных искажений $M(\omega) = K_0/K(\omega)$, где K_0 – значение коэффициента усиления в области средних частот. Коэффициент частотных искажений показывает, во сколько раз отличается усиление усилителя на данной частоте ω от его значения в области средних частот. Если охватить усилитель цепью частотно-независимой ООС, то частотные искажения уменьшаются. Коэффициент частотных искажений уси-

лителя с обратной связью можно определить по формуле

$$M_{oc}(\omega) = 1 + \frac{M_{бc}(\omega) - 1}{F},$$

где $M_{бc}(\omega)$ – коэффициент частотных искажений в усилителе без обратной связи; F – глубина обратной связи.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

4.1. В двухкаскадном транзисторном усилителе с общим коэффициентом усиления по току, равным 3000, использованы транзисторы с коэффициентом $\beta = 100$. В схему включена ООС с параметром $\gamma = 0{,}01$. Определить изменение общего коэффициента усиления (%) при наличии обратной связи и без нее, если изменение напряжения питания приводит к уменьшению параметра β до 50.

Решение

1. Находим изменение коэффициента усиления при отсутствии обратной связи. Учтем, что в двухкаскадном усилителе этот коэффициент пропорционален β^2:

$$K_1/K_2 = \beta_1^2/\beta_2^2,$$

отсюда

$$K_2 = \frac{K_1\beta_2^2}{\beta_1^2} = \frac{3000 \cdot 50^2}{100^2} = 750.$$

Изменение коэффициента усиления составляет $(3000 - 750)/3000 = 75\,\%$.

2. Находим изменение коэффициента усиления при наличии ООС. Согласно формуле (4.1),

$$K_{oc1} = \frac{3000}{1 + 3000/100} = 96{,}7, \quad K_{oc2} = \frac{750}{1 + 750/100} = 88{,}2.$$

Изменение коэффициента усиления при наличии ООС составляет

$$\frac{96{,}7 - 88{,}2}{96{,}7} = 8{,}8\,\%.$$

Таким образом, введение обратной связи привело к уменьшению изменений коэффициента усиления примерно с 75 до 8,8 %, что можно считать существенным улучшением. Вместе с тем пример показывает, что увеличение стабильности достигается за счет существенного уменьшения коэффициента усиления.

4.2. Усилитель с коэффициентом усиления по напряжению, равным 10, имеет на некоторой частоте ω_1 коэффициент частотных искажений $M(\omega_1) = 2$. Рассчитать необходимый коэффициент передачи цепи частотно-независимой обратной связи, при которой коэффициент частотных искажений $M(\omega_1)$ уменьшится до значения $\sqrt{2}$.

Ответ: 0,144.

4.3. В двухкаскадном транзисторном усилителе использованы транзисторы с коэффициентом передачи тока базы β в диапазоне от 30 до 120. Известно, что при максимальном значении β усилитель имеет коэффициент усиления по току, равный 3000. Найти минимальную глубину обратной связи, при которой уменьшение усиления за счет разброса параметра β не превышает 10% по сравнению с максимальным значением. Определить требуемое значение коэффициента γ и результирующее максимальное усиление.

Ответ: $4{,}5 \cdot 10^{-2}$; 22,2.

4.4. Усилитель с коэффициентом усиления по напряжению, равным 100, и выходным сопротивлением 1 кОм работает на чисто емкостную нагрузку $C_н = 100$ пФ. Определить, на сколько изменится верхняя граничная частота усилителя, определяемая по уровню -3 дБ, при введении ООС с частотно-независимым коэффициентом $\gamma = 0{,}1$.

Ответ: на 6,6 МГц.

§ 4.2. УСИЛИТЕЛИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

а) *Последовательная обратная связь по напряжению*

Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению приведена на рис. 4.3. На входе схемы происходит алгебраическое суммирование напряжений $u_{вх}$ и $u_{ос}$. Поскольку сигнал обратной связи $u_{ос}$ вводится последовательно с сигналом $u_{вх}$, такую обратную связь называют последовательной. Кроме того, сигнал обратной связи $u_{ос}$ здесь пропорционален выходному напряжению. Поэтому такую обратную связь называют обратной связью по напряжению. Часть структурной схемы, заключенная в прямоугольник, представляет собой эквивалентную схему собственно усилителя, у которого известны $R_{вх}$ – входное сопротивление, $R_{вых}$ – выходное сопротивление и $K_{U\,хх}$ – коэффициент усиления по напряжению в ненагруженном состоянии (холостой ход). Цепь обратной связи выполнена в виде резистивного делителя напряжения (R_1, R_2), подключенного параллельно нагрузке. Из рассмот-

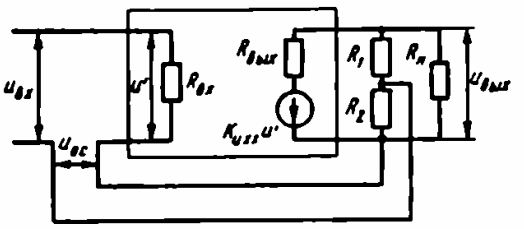


Рис. 4.3

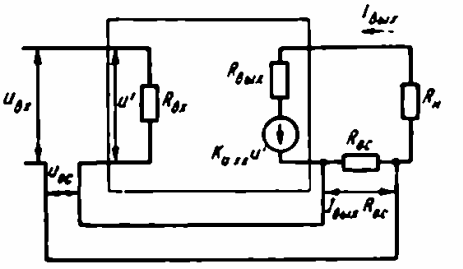


Рис. 4.4

рения схемы на рис. 4.3 видно, что

$$u_{ос} = \gamma u_{вых} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{вых}, \text{ т. е. } \gamma = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Коэффициент усиления без обратной связи

$$K_U = \frac{K_{Uxx} R'_н}{R'_н + R_{вых}}, \tag{4.4}$$

где $R'_н = R_н \parallel (R_1 + R_2)$.

Суммируя входные напряжения, получаем

$$u' = u_{вх} - \gamma u_{вых} = u_{вх} - \gamma K_U u',$$

$$u' = u_{вх}/(1 + \gamma K_U), \text{ но } u_{вых} = K_U u' = \frac{K_U u_{вх}}{1 + \gamma K_U},$$

так что коэффициент усиления с обратной связью

$$K_{Uос} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U} = \frac{K_U}{F}. \tag{4.5}$$

Отсюда следует, что ООС уменьшает коэффициент усиления в $F = 1 + \gamma K_U$ раз.

Действие напряжения обратной связи последовательного типа приводит к уменьшению входного тока, что эквивалентно увеличению входного сопротивления усилителя с обратной связью. Можно показать, что

$$R_{вх.ос} = R_{вх}(1 + \gamma K_U), \tag{4.6}$$

т. е. входное сопротивление увеличивается в $1 + \gamma K_U$ раз. Наличие ООС по напряжению обеспечивает стабилизацию выходного напряжения при изменении тока нагрузки. Этот эффект эквивалентен уменьшению выходного сопротивления усилителя с обратной связью. Можно показать, что

$$R_{вых.ос} = R_{вых}/(1 + \gamma K_{Uxx}), \tag{4.7}$$

т. е. выходное сопротивление уменьшается в $1 + \gamma K_{Uxx}$ раз.

б) *Последовательная обратная связь по току*

Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по току приведена на рис. 4.4. Сигнал обратной связи в данной схеме пропорционален выходному току, который протекает по сопротивлению обратной связи $R_{ос}$. Возникающее при этом падение напряжения $I_{вых}R_{ос}$ является сигналом обратной связи. В том случае, когда $R_{ос} \ll R_{вх}$, получим

$$\frac{\gamma u_{вых}}{u_{вых}} = \frac{I_{вых}R_{ос}}{I_{вых}R_{н}}, \text{ т. е. } \gamma = \frac{R_{ос}}{R_{н}}. \tag{4.8}$$

Кроме того,

$$K_U = \frac{K_{Uхх}R_{н}}{R_{н} + R_{ос} + R_{вых}}. \tag{4.9}$$

Коэффициент усиления и входное сопротивление с обратной связью определяются соответственно по формулам (4.5) и (4.6) с учетом выражений (4.8) и (4.9) для γ и K_U.

Наличие ООС по току приводит к стабилизации выходного тока, что эквивалентно увеличению выходного сопротивления усилителя с обратной связью. Можно показать, что

$$R_{вых.ос} \approx R_{вых} + R_{ос}K_{Uхх}, \tag{4.10}$$

т. е. выходное сопротивление увеличивается.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

4.5. Усилитель с входным сопротивлением $R_{вх} = 10$ кОм и выходным сопротивлением $R_{вых} = 0{,}5$ кОм при работе на нагрузку с сопротивлением $R_{н} = 2$ кОм имеет коэффициент усиления по напряжению, равный 500. Как изменятся коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления усилителя при введении в него последовательной обратной связи по напряжению? Делитель напряжения включен параллельно нагрузке и составлен из сопротивлений $R_1 = 9{,}9$ кОм и $R_2 = 100$ Ом.

Решение

1. Определим коэффициент усиления по напряжению усилителя без обратной связи при холостом ходе. Используя (4.4), получим $500 = K_{Uхх} \cdot 2/(2 + 0{,}5.)$ Отсюда $K_{Uхх} = 500 \cdot \frac{2{,}5}{2} = 625.$

2. Учтем влияние делителя напряжения:

$$R'_{н} = R_{н} \parallel (R_1 + R_2) = 2 \parallel (9{,}9 + 0{,}1) = 1{,}66 \text{ кОм}.$$

Согласно (4.4), с учетом шунтирующего действия делителя получим

$$K_U = 625 \cdot 1{,}6/(1{,}66 + 0{,}5) = 480.$$

3. Определим коэффициент передачи цепи обратной связи:

$$\gamma = R_1/(R_1 + R_2) = 0{,}1/(0{,}1 + 9{,}9) = 0{,}01.$$

4. Находим коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления при введении обратной связи. Согласно формулам (4.5), (4.6) и (4.7), имеем

$$K_{U\text{ос}} = \frac{480}{1 + 0{,}01 \cdot 480} = 83;\ R_{\text{вх ос}} = 10(1 + 0{,}01 \cdot 480) = 58\ \text{кОм};$$

$$R_{\text{вых ос}} = \frac{0{,}5}{1 + 0{,}01 \cdot 625} = 69\ \text{Ом}.$$

4.6. В усилитель (см. условия задачи 4.5) вводится последовательная обратная связь не по напряжению, а по току с помощью резистора с сопротивлением $R_{\text{ос}} = 100$ Ом (рис. 4.4). Определить получившиеся при этом коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления и сравнить с результатами задачи 4.5.

Ответ: 19,2; 250 кОм; 63,1 кОм.

§ 4.3. УСИЛИТЕЛИ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

а) *Параллельная обратная связь по току*

Структурная схема усилителя с параллельной обратной связью по току приведена на рис. 4.5. На входе данной схемы происходит алгебраическое суммирование токов $I_{\text{вх}}$ и $I_{\text{ос}}$. Видно, что сигнал обратной связи $I_{\text{ос}}$ вводится параллельно с сигналом $I_{\text{вх}}$, поэтому такую обратную связь называют параллельной. Кроме того, сигнал обратной связи $I_{\text{ос}}$ пропорционален выходному току $I_{\text{вых}}$, поэтому такую обратную связь называют обратной связью по току. Часть структурной схемы, заключенная в прямоугольник, представляет собой эквивалентную схему собственно усилителя, в которой $Y_{\text{вх}}$ – входная проводимость, $Y_{\text{вых}}$ – выходная проводимость и $K_{I\text{кз}}$ – коэффициент усиления по току в режиме короткого замыкания на выходе усилителя. Цепь обратной связи образована двумя резисторами с проводимостями Y_1 и Y_2. Из схемы на рис. 4.5 видно, что

$$I_{\text{ос}} = \gamma I_{\text{вых}} = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} I_{\text{вых}},$$

т. е.

$$\gamma = Y_2/(Y_1 + Y_2).$$

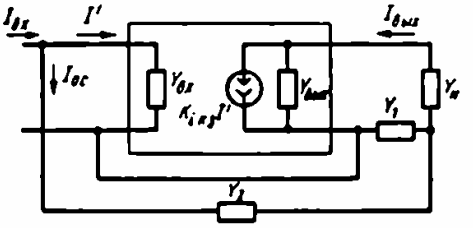


Рис. 4.5

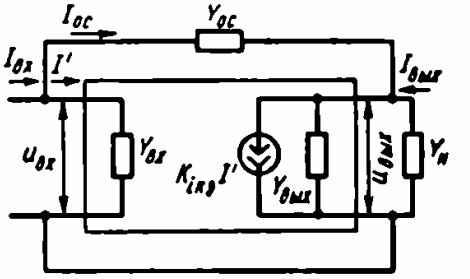


Рис. 4.6

Коэффициент усиления без обратной связи

$$K_I = K_{I\text{кз}} Y'_{\text{н}}/(Y_{\text{вых}} + Y'_{\text{н}}), \tag{4.11}$$

где

$$Y'_{\text{н}} = Y_{\text{н}}(Y_1 + Y_2)/(Y_{\text{н}} + Y_1 + Y_2).$$

Суммируя входные токи, получаем $I' = I_{\text{вх}} - \gamma I_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} - \gamma K_I I'$ и $I' = \dfrac{I_{\text{вх}}}{1 + \gamma K_I}$, но $I_{\text{вых}} = K_I I' = \dfrac{K_I I_{\text{вх}}}{1 + \gamma K_I}$, так что коэффициент усиления с обратной связью

$$K_{I\text{ос}} = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{K_I}{1 + \gamma K_I} = \frac{K_I}{F}. \tag{4.12}$$

Отсюда следует, что коэффициент усиления уменьшается в $F = 1 + \gamma K_I$ раз.

Действие тока обратной связи параллельного типа $I_{\text{ос}}$ приводит к увеличению входного тока, что эквивалентно увеличению входной проводимости усилителя с обратной связью

$$Y_{\text{вх.ос}} = Y_{\text{вх}}(1 + \gamma K_I) \tag{4.13}$$

в $1 + \gamma K_I$ раз.

Выходная проводимость при введении параллельной обратной связи по току уменьшается:

$$Y_{\text{вых.ос}} = Y_{\text{вых}}/(1 + \gamma K_{I\text{кз}}). \tag{4.14}$$

б) *Параллельная обратная связь по напряжению*

Структурная схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению приведена на рис. 4.6. Видно, что сигнал обратной связи в данной схеме пропорционален выходному напряжению, а на входе схемы происходит алгебраическое суммирование токов $I_{\text{вх}}$ и $I_{\text{ос}}$.

В том случае, когда $u_{\text{вх}} \ll u_{\text{вых}}$, имеем

$$I_{\text{ос}} = \gamma I_{\text{вых}} = u_{\text{вых}} Y_{\text{ос}}, \text{ но } u_{\text{вых}} = I_{\text{вых}}/Y_{\text{н}},$$

отсюда

$$\gamma = \frac{Y_{ос}}{Y_н}. \tag{4.15}$$

Кроме того,

$$K_I = \frac{K_{I кз} Y_н}{Y_{вых} + Y_н}. \tag{4.16}$$

Коэффициент усиления и входная проводимость усилителя с обратной связью определяются соответственно по формулам (4.12) и (4.13) с учетом выражений (4.15) и (4.16) для γ и K_I. Выходная проводимость для рассматриваемого типа обратной связи увеличивается. Можно показать, что

$$Y_{вых.ос} \approx Y_{вых} + Y_{ос} K_{I кз}. \tag{4.17}$$

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

4.7. Усилитель с входной проводимостью $Y_{вх} = 2$ мСм и выходной проводимостью $Y_{вых} = 100$ мкСм при работе на нагрузку $Y_н = 50$ мкСм имеет коэффициент усиления по току, равный 500.

Как изменятся коэффициент усиления, входная и выходная проводимости усилителя при введении параллельной обратной связи по току? Токовый делитель включен так, как показано на рис. 4.5, и составлен из резисторов с проводимостями $Y_1 = 10$ мСм и $Y_2 = 101$ мкСм.

Решение

1. Определим коэффициент усиления по току усилителя без обратной связи при коротком замыкании нагрузки. Используя (4.11), получаем $500 = K_{I кз} 500/(100 + 500)$, отсюда $K_{I кз} = 600$.

2. Учтем влияние цепи обратной связи:

$$Y'_н = \frac{Y_н (Y_1 + Y_2)}{Y_н + Y_1 + Y_2} = \frac{500\,(10\,000 + 101)}{500 + 10\,000 + 101} = 476{,}4 \text{ мкСм}.$$

Согласно (4.11), с учетом пассивного действия цепи обратной связи

$$K_I = \frac{600 \cdot 476{,}4}{100 + 476{,}4} = 496.$$

3. Определяем коэффициент передачи цепи обратной связи:

$$\gamma = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2} = \frac{101}{101 + 10\,000} = 0{,}01.$$

4. Находим коэффициент усиления, входную и выходную проводимости при введении обратной связи. Согласно формулам (4.12), (4.13) и (4.14), имеем

$$K_{Iос} = \frac{496}{1 + 0{,}01 \cdot 496} = 83;\ Y_{вх.ос} = 2(1 + 0{,}01 \cdot 496) = 11{,}9\ \text{мСм};$$

$$Y_{вых.ос} = \frac{100}{1 + 0{,}01 \cdot 600} = 14{,}3\ \text{мкСм}.$$

Видно, что введение обратной связи данного типа привело к уменьшению коэффициента усиления, к увеличению входной и уменьшению выходной проводимостей.

4.8. В усилитель (см. условия предыдущей задачи) вводится параллельная обратная связь не по току, а по напряжению при помощи резистора с проводимостью $Y_{ос} = 10$ мкСм (рис. 4.6). Определить коэффициент усиления, входную и выходную проводимости и сравнить с результатами задачи 4.7.

Ответ: 45,4; 22 мСм; 6,11 мСм.

§ 4.4. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

а) *Однокаскадный усилитель с последовательной обратной связью по току*

Этот вид обратной связи обеспечивается простейшим способом – включением резистора R_0 в эмиттерную цепь однокаскадного усилителя по схеме с общим эмиттером (рис. 4.7). При этом выходной ток, протекающий по резистору R_0, создает напряжение обратной связи $u_{ос} = I_{вых}R_0$, которое во входном контуре последовательно складывается с сигналом генератора $e_г$. Фактически на вход схемы в противофазе со входным сигналом подается некоторая часть выходного сигнала, т. е. реализуется отрицательная обратная связь по току последовательного типа. Обычно величина $R_0 \gg r_э$. Тогда для получения соответствующих расчетных формул достаточно в формулах для простейшего каскада ОЭ заменить сопротивление $r_э$ на R_0. Для входного сопротивления получим

$$R_{вх.ос} = r_б + R_0(1 + \beta_e) \approx R_0\beta_e.$$

Из последнего выражения видно, что сопротивление $R_{вх.ос}$ значительно больше, чем в обычном каскаде ОЭ (поскольку $R_0 \gg r_э$).

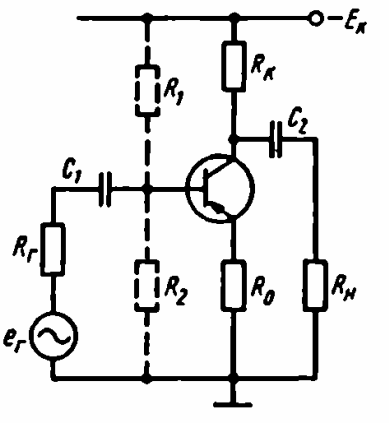


Рис. 4.7

Выходное сопротивление

$$R_{\text{вых.ос}} = [r_к^* (1 + \beta\gamma_6)] \parallel R_к \approx R_к,$$

где

$$\gamma_6 = \frac{R_0}{R_г + r_6 + R_0}.$$

Видно, что γ_6 увеличивается с увеличением R_0 и соответственно увеличивается $R_{\text{вых.ос}}$ по сравнению с выходным сопротивлением обычного каскада ОЭ. Это соответствует общим свойствам обратной связи по току. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{U\text{ос}} = \frac{\beta_e (R_к \parallel R_н)}{R_г + R_{\text{вх.ос}}},$$

т. е. величина $K_{U\text{ос}}$ меньше, чем в каскаде ОЭ, так как $R_{\text{вх.ос}} \gg \gg R_{\text{вх.оэ}}$. Если обратная связь глубокая, то $K_U \approx \frac{R_к \parallel R_н}{R_0}$. При холостом ходе $(R_н \to \infty)\, K_U \approx R_к/R_0$.

Последнее выражение соответствует общему выражению (4.2), характеризующему глубокую обратную связь, т. е. $\gamma = R_0/R_к$, что, в свою очередь, соответствует выражению (4.8) для рассматриваемого типа обратной связи.

Схема каскада на полевом транзисторе с обратной связью по току последовательного типа приведена на рис. 4.8. Для этого каскада

$$K_{U\text{ос}} = \frac{S (R_с \parallel R_н)}{1 + SR_0},$$

где $1 + SR_0$ – глубина обратной связи.

Входное сопротивление каскада практически определяется резистором $R_з$ и поэтому не изменяется от введения обратной связи. Выходное сопротивление каскада увеличивается:

$$R_{\text{вых.ос}} = [r_с + R_0 (1 + Sr_с)] \parallel R_с,$$

где $r_с$ – дифференциальное сопротивление канала полевого транзистора. Видно, что обратная связь качественно проявляет себя таким же образом, как и в каскаде на биполярном транзисторе.

б) *Однокаскадный усилитель с параллельной обратной связью по напряжению*

Для однокаскадного усилителя, изображенного на рис. 4.9, параллельная обратная связь по напряжению вводится с помощью резистора $R_{\text{ос}}$, включенного между коллектором и базой транзистора. Каскад ОЭ инвертирует фазу сигнала, рас-

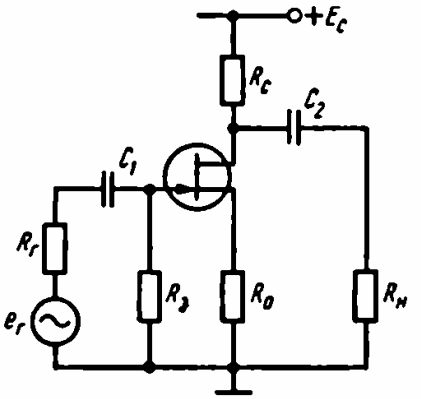


Рис. 4.8

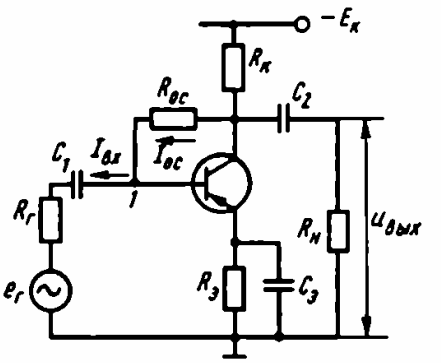


Рис. 4.9

пространяющегося от базы к коллектору, поэтому обратная связь в схеме на рис. 4.9 получается отрицательной. Сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению, снимаемому с коллектора. Этот сигнал является током $I_{ос}$, протекающим по резистору $R_{ос}$ и алгебраически складывающимся со входным током в точке *1*. Итак, здесь имеется отрицательная обратная связь по напряжению параллельного типа.

Согласно выражению (4.16), для каскада ОЭ коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{R_г}{R_г + R_{вх}} \beta_e \frac{R_к}{R_к + R_н},$$

где $K_{I\text{кз}} = \dfrac{R_г}{R_г + R_{вх}}\beta$, а $\dfrac{Y_н}{Y_{вых} + Y_н} \approx \dfrac{R_к}{R_к + R_н}$.

Запишем выражение для глубины обратной связи данного типа

$$F = 1 + \gamma K_I = 1 + \frac{R_н}{R_{ос}} \frac{R_г}{R_г + R_{вх}} \beta_e \frac{R_к}{R_к + R_н},$$

из которого видно, что при $R_н = 0$ или $R_г = 0$ величина $F = 0$, т. е. обратная связь исчезает. Наоборот, при $R_н \gg R_к$ и $R_г \gg R_{вх}$ получаем максимальную глубину обратной связи:

$$F_{max} = 1 + \beta_e \frac{R_к}{R_{ос}} \approx \beta_e \frac{R_к}{R_{ос}}.$$

Коэффициент усиления по току при этом будет, согласно (4.12),

$$K_{Iос} = \frac{K_I}{F_{max}} = \frac{\beta_e \dfrac{R_к}{R_н}}{\beta_e \dfrac{R_к}{R_{ос}}} = \frac{R_{ос}}{R_н};$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_{U\,\text{ос}} = \frac{R_\text{н}}{R_\text{г}} K_{I\,\text{ос}} = \frac{R_\text{н}}{R_\text{г}} \frac{R_\text{ос}}{R_\text{н}} = \frac{R_\text{ос}}{R_\text{г}};$$

входное сопротивление, согласно (4.13),

$$R_{\text{вх.ос}} = \frac{R_{\text{вх.ос}}}{F_{\max}} \approx \frac{\beta_e r_\text{э}}{\beta_e \dfrac{R_\text{к}}{R_\text{ос}}} = r_\text{э} \frac{R_\text{ос}}{R_\text{к}};$$

выходное сопротивление, согласно (4.17),

$$R_{\text{вых.ос}} = R_\text{к} \parallel \frac{R_\text{ос}}{1 + \beta}.$$

Итак, действие обратной связи данного типа приводит к ожидаемым результатам – уменьшению K_U, K_I, $R_\text{вх}$ и $R_\text{вых}$.

В каскадах на полевых транзисторах параллельная обратная связь используется крайне редко, так как она уменьшает высокое входное сопротивление каскадов на полевых транзисторах.

в) *Двухкаскадный усилитель с общей последовательной обратной связью по напряжению*

Соответствующая схема приведена на рис. 4.10. Здесь обратная связь охватывает оба каскада и поэтому называется общей. Часть выходного напряжения двухкаскадного усилителя через цепь обратной связи $R_0 - R_\text{ос}$, представляющую собой резистивный делитель напряжения, поступает на вход, создавая ООС. Благодаря этой обратной связи значительно повышается стабильность коэффициента усиления, уменьшаются частотные и нелинейные искажения.

В данной схеме кроме общей обратной связи по напряжению присутствует и местная последовательная обратная связь по току в первом каскаде. Эта связь осуществляется через резистор R_0, который включен в эмиттер первого транзистора для передачи сигнала общей обратной связи на вход.

Согласно формуле (4.5), для данного типа обратной связи

$$K_{U\,\text{ос}} = \frac{K_U}{F} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U},$$

где $K_U = K_{U1} K_{U2}$, $\gamma = R_0/(R_0 + R_\text{ос})$, $K_{U1} = \beta_{e1}(R_{\text{к}1} \parallel R_{\text{вх}2})/(R_\text{г} + R_{\text{вх}1})$, $K_{U2} = \beta_{e2}(R_{\text{к}2} \parallel (R_0 + R_\text{ос}) \parallel R_\text{н})/R_{\text{вх}2}$.

Если считать резисторы $R_1 - R_4$ базовых делителей сравнительно высокоомными, то $R_{\text{вх}1} = r_{\text{б}1} + (R_0 + r_{\text{э}1})(1 + \beta_{e1})$ и $R_{\text{вх}2} = r_{\text{б}2} + r_{\text{э}2}(1 + \beta_{e2})$.

При глубокой обратной связи $F = 1 + \gamma K_u \gg 1$, поэтому $K_{U\,\text{ос}} = K_U/(1 + \gamma K_U) \approx 1/\gamma = 1 + R_\text{ос}/R_0$, т. е. коэффициент уси-

ления определяется только коэффициентом передачи цепи обратной связи.

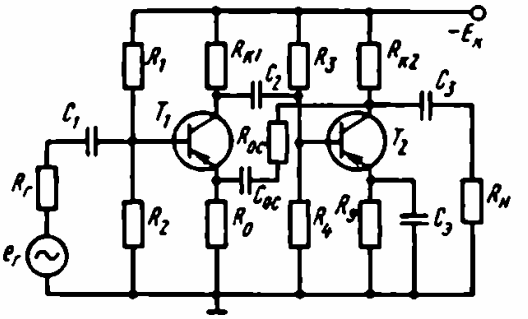


Рис. 4.10

Входное сопротивление усилителя, согласно формуле (4.6), увеличивается: $R_{вх.ос} = R_{вх1}F = [r_{б1} + (r_{э1} + R_0)(1 + \beta_{e1})] \times (1 + \gamma K_U)$. Если учесть шунтирующее действие базового делителя в первом каскаде $R_б = R_1 \parallel R_2$, то $R_{вх.ос} = R_б \parallel \{[r_{б1} + (r_{э1} + R_0)(1 + \beta_{e1})](1 + \gamma K_U)\}$.

Выходное сопротивление уменьшается согласно формуле (4.7):

$$R_{вых.ос} = R_{к2} \parallel (R_0 + R_{ос})/(1 + \gamma K_{Uxx}),$$

где

$$K_{Uxx} = K_{U1} \frac{\beta_{e2} R_{к2} \parallel (R_0 + R_{ос})}{R_{вх2}}.$$

На практике стремятся уменьшить глубину местной обратной связи, выбирая сопротивление R_0 возможно малым. С уменьшением этого сопротивления приходится соответственно уменьшать и сопротивление $R_{ос}$, чтобы сохранить требуемую величину коэффициента усиления $K_{Uос}$. При этом цепь обратной связи $R_0 - R_{ос}$ получается низкоомной. Шунтируя выход усилителя, эта цепь снижает усиление, что, в свою очередь (при заданном коэффициенте усиления $K_{Uос}$), приводит к уменьшению глубины общей обратной связи.

Очевидно, что существует оптимальное значение $R_{0опт}$ и $R_{ос.опт}$, при которых имеет место максимально глубокая общая обратная связь, т. е. имеет место наибольшая стабилизация характеристик усилителя.

Дифференцируя выражение для K_U по R_0 и приравнивая производную нулю, найдем

$$R_{0опт} = \sqrt{\frac{R_н R_{вых.э1}}{K_{Uос} - 1}}, \quad R_{ос.опт} = R_{0опт}(K_{Uос} - 1),$$

где

$$R_{вых.э1} = r_{э1} + \frac{r_{б1} + R_г}{1 + \beta_{e1}}.$$

г) *Двухкаскадный усилитель с общей параллельной обратной связью по току*

Соответствующая схема изображена на рис. 4.11. Сигнал обратной связи, пропорциональный выходному току, выделяется на резисторе R_0 и через делитель $R_0 - R_{oc}$ подается во входную цепь, где складывается в противофазе со входным сигналом. Кроме общей обратной связи существует и местная обратная связь последовательного типа по току во втором каскаде. Особенностью схемы является отсутствие базовых делителей и межкаскадной переходной емкости. Режимный базовый ток транзистора T_1 протекает по резистору R_{oc}, а ток транзистора T_2 – по резистору $R_{к1}$. Конденсатор C_3 не пропускает постоянный ток через резистор R'. Поэтому этот резистор позволяет регулировать глубину общей обратной связи, не изменяя режимного базового тока транзистора T_1.

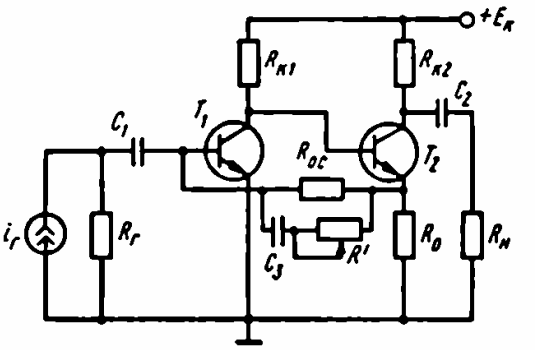


Рис. 4.11

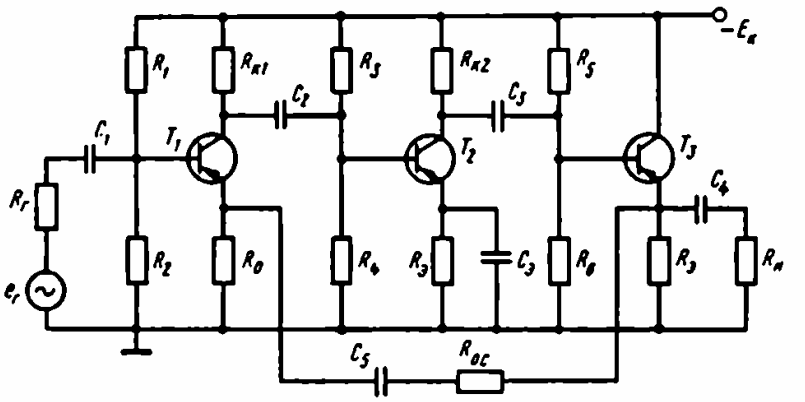


Рис. 4.12

Согласно формуле (4.12), для данного усилителя

$$K_{Ioc} = \frac{K_I}{F} = \frac{K_I}{1 + \gamma K_I},$$

где $K_I = K_{I1}K_{I2}$, $\gamma = R_0/(R_0 + R_{oc} \parallel R')$, $K_{I1} = \beta_{e1}R_г/(R_г + R_{вх1})$, $K_{I2} = \beta_{e2}R_{к1}/(R_{к1} + R_{вх2})$.

Входные сопротивления первого и второго каскадов можно представить в виде $R_{вх1} = r_{б1} + r_{э1}(1 + \beta_{e1})$, $R_{вх2} = r_{б2} + (r_{э2} + R_0 \parallel R_{ос})(1 + \beta_{e2})$.

Заметим, что в выражении для $R_{вх2}$ учитывается местная обратная связь по току. Итак, общая обратная связь данного типа уменьшает коэффициент усиления по току в $1 + \gamma K_I$ раз. Кроме того, уменьшается входное сопротивление усилителя и увеличивается выходное сопротивление усилителя. При глубокой обратной связи $K_{Iос} \cong \frac{1}{\gamma} = 1 + \frac{R_{ос} \parallel R'}{R_0}$. Так же как и в предыдущей схеме, существуют оптимальные значения сопротивлений $R_{0опт}$ и $R_{ос.опт}$:

$$R_{0опт} = \sqrt{\frac{(R_г \parallel R_{вх1}) R_{вых.э2}}{K_{Iос} - 1}} \text{ и } R_{ос.опт} = R_{0опт}(K_{Iос} - 1),$$

где

$$R_{вых.э2} = r_{э2} + \frac{R_{к1} + r_{б2}}{1 + \beta_{e2}}.$$

д) *Трехкаскадные усилители с общими обратными связями*

Охватывать три усилительных каскада общей обратной связью опасно из-за возможности самовозбуждения, поэтому третьим каскадом обычно оказывается повторитель напряжения. Такой усилитель с повторителем в случае малых емкостей нагрузок подобен двухкаскадному усилителю. При этом расчет схемы трехкаскадного усилителя с общей последовательной обратной связью по напряжению (рис. 4.12) можно производить на основании соответствующих соотношений для схемы на рис. 4.10. Повторитель позволяет при заданном усилении выбрать малую величину сопротивления R_0 без заметного шунтирования второго каскада цепью обратной связи $R_0 - R_{ос}$. Это позволяет получать в трехкаскадных усилителях большую глубину обратной связи.

Трехкаскадный усилитель с общей обратной связью на полевых транзисторах показан на рис. 4.13. В первом каскаде (транзистор T_1) введена местная последовательная обратная связь по току на резисторе R_0. Усиление этого каскада

$$K_{U1} = \frac{S_1 R_{с1}}{1 + S_1 R_0}, \tag{4.18}$$

где S_1 – крутизна характеристики полевого транзистора T_1.

В формуле (4.18) учитывается, что нагрузкой первого каскада является высокоомный резистор $R_{з2}$. Второй каскад на транзисторе T_2 построен по схеме с общим истоком, для

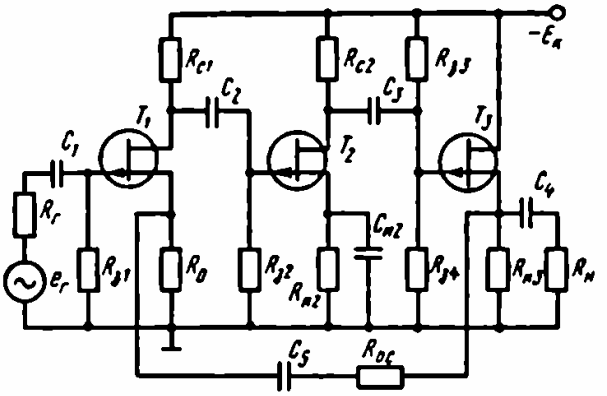


Рис. 4.13

которой $K_{U2} = S_2 R_{c2}$. Наконец, третий каскад на транзисторе T_3 построен по схеме с общим стоком, для которой

$$K_{U3} = \frac{S_3 (R_{и3} \parallel R_н \parallel (R_0 + R_{ос}))}{1 + S_3 R_{и3} \parallel R_н \parallel (R_0 + R_{ос})}.$$

Согласно формуле (4.5),

$$K_{Uос} = \frac{K_U}{F} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U},$$

где $K_U = K_{U1} K_{U2} K_{U3}$, $\gamma = R_0/(R_0 + R_{ос})$.

Входное сопротивление в данном усилителе определяется резистором $R_{з1}$ и практически не зависит от глубины обратной связи: $R_{вх.ос} = R_{вх1} = R_{з1}$. Выходное сопротивление уменьшается: $R_{вых.ос} \cong \frac{1}{S}/(1 + \gamma K_{Uxx})$, где $K_{Uxx} = K_U|_{R_н \to \infty}$.

е) *Усилители с обратными связями в интегральном исполнении*

Микросхема К722УС1, изображенная на рис. 4.14, является двухкаскадным усилителем переменного тока. Она выпускается в пяти модификациях, различающихся напряжением питания (6,3 В ± 10% и 12,6 В ± 10%), минимальным коэффициентом усиления от 250 до 800 на частоте 12 кГц и от 30 до 50 на частоте 5 МГц и постоянным напряжением на выходе (2,4 – 3,8 В для модификаций А и Б, 7,0 – 9,6 В для остальных). Входное сопротивление 1,2 – 3 кОм.

Каскад на транзисторе T_1 выполнен с последовательной обратной связью по току. Транзистор T_2 может использоваться как по схеме ОЭ, так и по схеме ОК. Через резисторы R_4 и R_6 схема может быть охвачена ООС по току параллельного типа. Глубину этой обратной связи можно регулировать с помощью подключаемого к выводу 7 переменного

резистора. Для устранения обратной связи по переменному току достаточно подключить конденсатор большой емкости к выводам *7* или *12*.

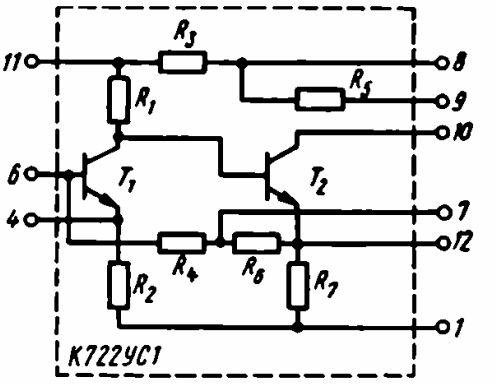


Рис. 4.14

Выводы *4* и *12* используются для соединения ИМС с резистивными или емкостными элементами, меняющими или полностью устраняющими местную последовательную обратную связь по току в каждом каскаде, реализующими новые цепи обратной связи, позволяющими регулировать режим транзисторов по постоянному току и т. д.

Вывод *11* служит для подключения фильтрующих или корректирующих конденсаторов. В зависимости от схемы включения T_2 роль нагрузки могут выполнять резисторы R_7 (в схеме ОК) или R_5 (в схеме ОЭ), а также внешние элементы, включаемые между выводами 8 и 10. Справочные данные на подобные ИМС включают значения напряжения источника питания, коэффициента усиления на двух частотах, входного и выходного сопротивлений, входного и выходного напряжений.

На рис. 4.15 изображена ИМС широкополосного трехкаскадного усилителя 175УС1, а на рис. 4.16 – наиболее типичная схема ее включения. Транзистор T_1 в усилителе включен по схеме с последовательной обратной связью по току на резисторе R_4, транзистор T_2 обычно включен по схеме ОЭ, а транзистор T_3 – по схеме ОК. Соединение выводов *13* и *14* обеспечивает охват усилителя общей отрицательной обратной связью по напряжению последовательного типа. Вывод *2*

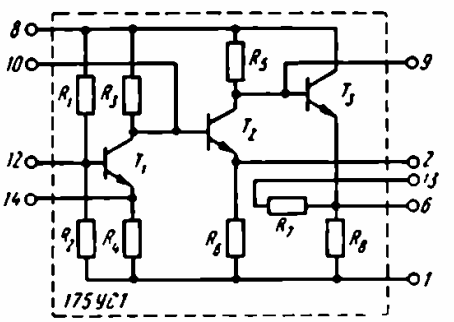


Рис. 4.15

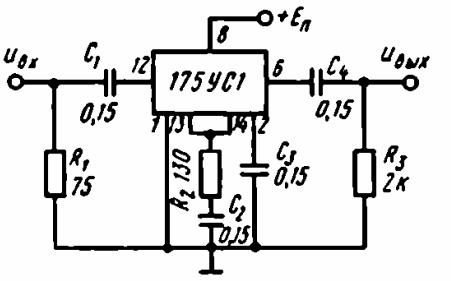


Рис. 4.16

используется для подключения блокирующей емкости во втором каскаде, выводы *9* и *10* – для подключения корректирующих емкостей. Цепочка $R_2 - C_2$ на рис. 4.16 позволяет корректировать АЧХ данного трехкаскадного усилителя. В справочных данных на эту ИМС приводятся следующие цифры, которые являются основой для расчетов: $K_U \geqslant 10$, $R_{вх} = 1$ кОм, $R_{вых} = 75$ Ом на частоте 100 кГц, $f_в \geqslant 45$ МГц. На частоте $f_в$ усиление снижается на 3 дБ по сравнению со своим значением на средних частотах.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

4.9. Рассчитать широкополосный усилитель напряжения, работающий на согласованный кабель ($R_н = 75$ Ом), по следующим данным: $u_г = 2{,}5$ мВ; $R_г = 1$ кОм; $u_н = 500$ мВ; $K_г \leqslant 5\%$; $f_в \geqslant 20$ МГц. Нестабильность коэффициента усиления при всех условиях эксплуатации не должна превышать 10%.

Решение

1. Будем использовать в усилителе ИМС 175УС1А, так как она обеспечивает усиление до частоты 45 МГц.

2. Подсчитаем необходимое количество микросхем n. Требуемое усиление $K_U = u_н/u_г = 500/2{,}5 = 200$. С учетом потерь усиления на входе и выходе усилителя и учитывая, что гарантированный коэффициент усиления одной ИМС 175УС1А составляет 10, получим $n = 3$.

3. Найдем коэффициент усиления всего усилителя по формуле

$$K_U = \frac{R_{вх1}}{R_г + R_{вх1}} K_{U1} \frac{R_{вх2}}{R_{вых1} + R_{вх2}} K_{U2} \frac{R_{вх3}}{R_{вых2} + R_{вх3}} K_{U3} \frac{R_н}{R_{вых3} + R_н}.$$

Учитывая, что $R_{вх1} = R_{вх2} = R_{вх3} = 1$ кОм (по справочным данным для микросхемы 175УС1А), а $R_{вых1} = R_{вых2} = R_{вых3} = 75$ Ом, получим

$$K_U = \frac{1}{1+1} 10 \frac{1}{0{,}075+1} 10 \frac{1}{0{,}075+1} 10 \frac{0{,}075}{0{,}075+0{,}075} = 216,$$

т. е. усилитель будет обеспечивать необходимое усилие.

4. Проверяем верхнюю граничную частоту усилителя:

$$f_в = \frac{\bar{f}_в}{\sqrt{3}} = \frac{45}{\sqrt{3}} = 26 \text{ МГц} > 20 \text{ МГц},$$

где $\bar{f}_в = f_{в1} = f_{в2} = f_{в3}$ – верхняя граничная частота ИМС. Необходимая широкополосность усилителя обеспечивается.

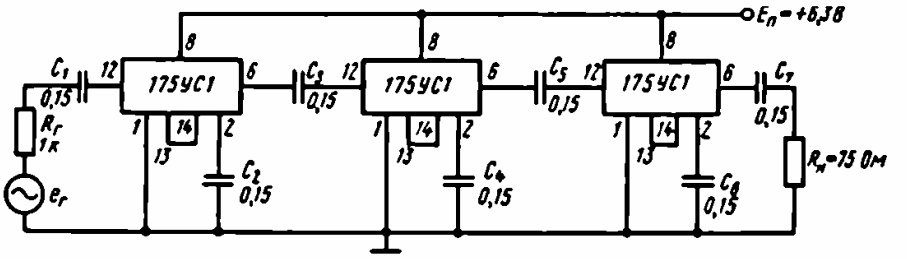


Рис. 4.17

Так как в условиях не оговорены требования на нижнюю граничную частоту усилителя, то выбираем переходные и блокирующие емкости, как в типовой схеме включения (рис. 4.16).

5. Проверяем коэффициент гармоник и стабильность коэффициента усиления. По справочнику при $u_{вых} = 0{,}5$ В величина $K_г$ для данной ИМС не превышает 5%. При этом наибольшие нелинейные искажения будет создавать ИМС, стоящая на выходе усилителя; искажениями первых двух микросхем можно пренебречь. По справочнику, нестабильность коэффициента усиления ИМС на средних частотах за счет использования общей обратной связи не превышает 10% при всех условиях эксплуатации. Итак, рассчитанный усилитель (рис. 4.17) удовлетворяет всем требованиям задания.

4.10. Двухкаскадный усилитель, схема которого показана на рис. 4.18, имеет коэффициент гармоник $K_г = 20\%$ при требуемом эффективном уровне выходного тока, равном 5 мА. Определить сопротивление резистора обратной связи $R_{ос}$, который следует включить между эмиттером второго и базой первого транзистора для уменьшения $K_г$ до уровня 5%. Определить также изменение значения тока генератора входного тока с внутренним сопротивлением 10 кОм, необходимое для того, чтобы сохранить требуемое значение выходного тока.

Решение

1. Из справочника выписываем требуемые параметры транзистора ГТ108А: $\beta = 40$, $r_б = 100$ Ом, $r_к = 400$ кОм.

2. Ориентировочно определяем режимные токи и напряжения в исходном усилителе:

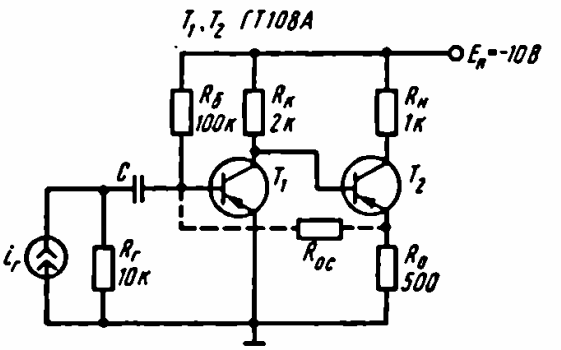


Рис. 4.18

$$I_{Б1} \approx \frac{E_к}{R_б} = \frac{10}{100} = 0{,}1 \text{ мА}, \; I_{К1} = \beta I_{Б1} = 0{,}1 \cdot 40 = 4 \text{ мА},$$

$$U_{К1} = E_к - I_{К1} R_к = 10 - 4 \cdot 2 = 2 \text{ В}, \; I_{К2} \approx I_{Э2} =$$

$$= \frac{U_{К1} - U_{б э2}}{R_0} \approx \frac{U_{К1}}{R_0} = \frac{2}{0{,}5} = 4 \text{ мА},$$

$$U_{КЭ2} = E_к - I_{Э2}(R_н + R_0) = 10 - 4(1 + 0{,}5) = 4 \text{ В}.$$

3. Определяем требуемые в дальнейшем расчете параметры каскадов по переменному току: $r_э = \varphi_т / I_э$, отсюда $r_{э1} = r_{э2} \cong$ $\cong 6$ Ом; $r_к^* = r_к/(1 + \beta) \cong 10$ кОм; $R_{вх1} \cong r_{б1} + r_{э1}(1 + \beta_1) =$ $= 100 + 6(1 + 40) \cong 340$ Ом; $R_{вх2} \cong r_{б2} + (r_{э2} + R_0)(1 + \beta_2) \cong$ $\cong R_0 \beta_2 = 500 \cdot 40 = 20 \cdot 10^3$ Ом $= 20$ кОм, $\beta_{e1} = \beta_1 \dfrac{r_{к1}^*}{r_{к1}^* + R_к \parallel R_{вх2}} =$ $= 40 \dfrac{10}{10 + 2} = 33$; $\beta_{e2} = \beta_2 \dfrac{r_{к2}^*}{r_{к2}^* + R_н} = 40 \dfrac{10}{10 + 1} = 36.$

4. Определяем коэффициент усиления по току исходного усилителя:

$$K_I = \frac{R_г}{R_г + R_{вх} \parallel R_б} \frac{R_б}{R_б + R_{вх1}} \beta_{e1} \frac{R_к}{R_к + R_{вх2}} \beta_{e2} =$$

$$= \frac{10}{10 + 0{,}34 \parallel 100} \cdot \frac{100}{100 + 0{,}34} \cdot 33 \frac{2}{2 + 20} 36 = 105.$$

5. Находим ток генератора тока $I_г$ в исходном усилителе:

$$I_г = \frac{I_н}{K_I} = \frac{5}{105} = 46{,}5 \cdot 10^{-3} \text{ мА} = 46{,}5 \text{ мкА}.$$

6. Определяем необходимую глубину обратной связи, считая, что введение сравнительно высокоомного резистора $R_{ос}$ практически не шунтирует входную цепь усилителя. Согласно (4.3), имеем $F = 1 + \gamma K_I = K_г / K_{г.ос} = 20/5 = 4$, т. е. $\gamma = R_0/(R_0 +$ $+ R_{ос}) = (4 - 1)/K_I = 0{,}0286$.

7. Определяем величину резистора $R_{ос}$ из уравнения $R_0/(R_0 + R_{ос}) = 0{,}0286$; при $R_0 = 500$ Ом имеем $R_{ос} = 17$ кОм.

8. Определяем новое значение тока $\bar{I}_г$:

$$K_{Iос} = \frac{K_I}{1 + \gamma K_I} = \frac{105}{4} = 26{,}2 \text{ и } \bar{I}_г = \frac{I_н}{K_{Iос}} = \frac{5}{26{,}2} =$$

$$= 0{,}19 \text{ мА} = 190 \text{ мкА}.$$

Итак, введенная обратная связь позволила снизить коэффициент $K_г$ до уровня 5%.

4.11. В трехкаскадном усилителе на полевых транзисторах (см. рис. 4.13) найти глубину общей отрицательной обратной связи при следующих условиях: крутизна характеристик всех полевых транзисторов $S = 4$ мА/В, $R_{з1} = R_{з2} = R_{з3} = R_{з4} = 500$ кОм, $R_г = R_н = 1$ кОм, $R_{с1} = R_{с2} = 5$ кОм, $R_{и3} = 2$ кОм, $R_0 = 200$ Ом, $R_{ос} = 2$ кОм.

Ответ: 14,6.

4.12. В усилителе, изображенном на рис. 4.10, определить значения резисторов в цепи обратной связи R_0 и $R_{ос}$, обеспечивающих максимальную глубину обратной связи при $K_{Uос} = 10$, $R_г = R_н = R_{к1} = 1$ кОм. Воспользоваться значениями физических параметров транзисторов из задачи 4.10. Пренебречь влиянием резисторов базовых делителей.

Ответ: 61 и 549 Ом.

4.13. Подсчитать, в каких пределах изменяется величина входного сопротивления схемы, изображенной на рис. 4.11, при изменении сопротивления резистора R' в пределах от 100 Ом до 10 кОм. Считать, что $R_г = R_н = R_{к1} = R_{к2} = 1$ кОм, $R_0 = 100$ Ом, $R_{ос} = 10$ кОм; транзисторы T_1 и T_2 имеют параметры $\beta = 50$, $r_б = 200$ Ом, $r_э = 5$ Ом, $r_к^* = 10$ кОм.

Ответ: от 2,2 Ом до 79 Ом.

4.14. Определить, во сколько раз увеличится коэффициент усиления по напряжению в схеме на рис. 4.8, если резистор R_0 зашунтировать конденсатором большой емкости. Принять крутизну характеристики полевого транзистора $S = 5$ мА/В и $R_0 = 500$ Ом.

Ответ: в 2,5 раза.

4.15. Определить величину входного сопротивления схемы на рис. 4.7 с учетом резисторов базового делителя и без их учета. Принять следующие параметры транзисторов: $\beta = 100$, $r_б = 100$ Ом, $r_э = 5$ Ом, сопротивления $R_1 = R_2 = 10$ кОм, $R_0 = 500$ Ом.

Ответ: 4,55 и 50 кОм.

4.16. Вычислить величину выходного сопротивления в схеме на рис. 4.9, если $R_к = 1$ кОм, $R_{ос} = 10$ кОм, $\beta = 100$. Считать, что $R_н \gg R_к$ и $R_г \gg R_{вх}$.

Ответ: 91 Ом.

ГЛАВА 5
УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Усилители мощности служат для обеспечения в нагрузке заданной мощности. При этом предъявляются определенные требования к коэффициенту полезного действия, уровню нели-

нейных искажений и полосе пропускания усилителя мощности. Усилители мощности могут быть однотактными или двухтактными. Однотактные усилители чаще применяют при относительно малых выходных мощностях. Как правило, в однотактной схеме транзистор работает в режиме А, в двухтактной схеме – в режимах АВ или В. Из указанных вариантов наиболее экономична двухтактная схема, работающая в режиме В. Усилители мощности подразделяются на трансформаторные и бестрансформаторные. Трансформаторное включение нагрузки позволяет согласовать выходное сопротивление усилителя с сопротивлением нагрузки. Транзисторы в выходных каскадах обычно работают по схеме ОЭ или ОБ. Включение по схеме ОК используется в основном в бестрансформаторных усилителях мощности. Схема включения ОБ обеспечивает наибольшую выходную мощность при заданном уровне нелинейных искажений. Схема включения ОЭ обеспечивает наибольшее усиление по мощности (примерно в β раз большее, чем схема ОБ).

При расчете усилителя мощности обычно заданы мощность в нагрузке и сопротивление нагрузки. Требуется выбрать тип транзистора, определить напряжение источника питания, начальное положение рабочей точки, мощность, отдаваемую каскадом, мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора, амплитуды входного тока и напряжения, коэффициент гармоник и коэффициент полезного действия. Расчет усилителей мощности обычно производят графоаналитическим методом.

§ 5.1. ОДНОТАКТНЫЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Рассмотрим расчет однотактного усилителя мощности, работающего в режиме А, на примере схемы, приведенной на рис. 5.1. Транзистор включен по схеме ОБ с трансформаторами на входе и выходе. Начальное смещение задается с помощью источника $E_э$. На рис. 5.2 изображено семейство статических выходных характеристик транзистора. Нагрузочная прямая по постоянному току r_1 (активное сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора) идет почти вертикально, и ее пересечение с осью абсцисс определяет напряжение источника коллекторного питания. Нагрузочная прямая по переменному току $R'_н$ (пересчитанное в первичную обмотку выходного трансформатора сопротивление нагрузки) проводится через рабочую точку и пересекает ось абсцисс под меньшим углом.

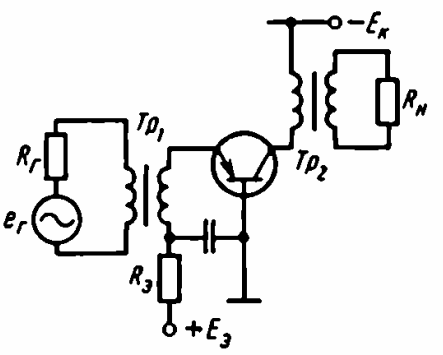


Рис. 5.1

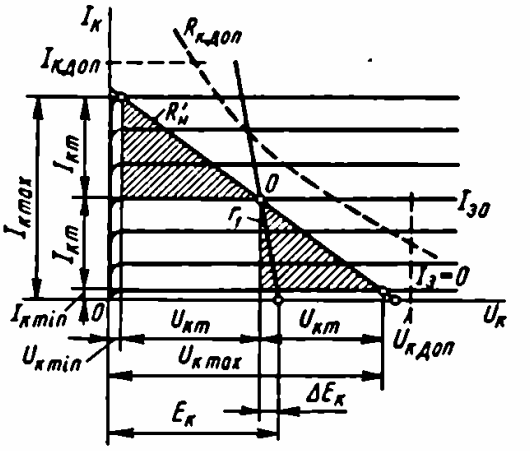


Рис. 5.2

Начальное положение рабочей точки и величина $R'_н$ выбираются с учетом рабочей области статических характеристик транзистора. Эта область ограничивается предельно допустимыми напряжением на коллекторе $U_{к.доп}$, током коллектора $I_{к.доп}$ и мощностью рассеяния на коллекторе $P_{к.доп}$. Кроме того, при заданном уровне нелинейных искажений рабочая область ограничена минимальными напряжением коллектора $U_{к\,min}$ и током коллектора $I_{к\,min}$. Положение рабочей точки и наклон нагрузочной прямой необходимо выбирать внутри указанной области таким образом, чтобы амплитуды положительного и отрицательного полупериодов выходного сигнала были равны.

В однотактной схеме транзистор отдает колебательную мощность

$$P_{вых} = P_н/\eta_{тр}, \tag{5.1}$$

где $\eta_{тр}$ – к. п. д. выходного трансформатора.

Выходная мощность, найденная по формуле (5.1), не должна превышать наибольшую мощность рассеяния выбранного транзистора $P_{к.доп}$. Отдаваемая транзистором максимальная мощность зависит от амплитуд переменных составляющих напряжения и тока коллектора:

$$P_{вых\,max} = \frac{1}{2} U_{к\,m} I_{к\,m}. \tag{5.2}$$

При заданном напряжении источника коллекторного питания начальное положение рабочей точки находят с помощью нагрузочной прямой по постоянному току. Ориентировочно можно считать, что падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки выходного трансформатора

$\Delta E \cong 0{,}1E_к$, тогда рабочая точка располагается на вертикали с абсциссой $U_{0к} = E_к - \Delta E$. При этом максимальная амплитуда выходного сигнала определяется как разность:

$$U_{кm} = U_{0к} - U_{к\min} = E_к - \Delta E - U_{к\min}. \qquad (5.3)$$

Из рис. 5.2, учитывая малость величины $U_{к\min}$, нетрудно получить, что $U_{кm} < 0{,}5U_{к.доп}$.

Максимальная амплитуда тока коллектора определяется на основании рис. 5.2:

$$I_{кm} = \frac{I_{к\max} - I_{к\min}}{2}. \qquad (5.4)$$

Здесь величину $I_{к\max} < I_{к.доп}$ выбирают в пределах допустимой нелинейности выходных характеристик транзистора.

Итак, мощность, отдаваемая транзистором, в соответствующем масштабе равна полусумме площадей заштрихованных треугольников на рис. 5.2, а мощность, потребляемая от источника питания,

$$P_0 = E_к(I_{кm} + I_{к\min}) \approx E_к I_{кm}. \qquad (5.5)$$

Тогда коэффициент полезного действия усилителя

$$\eta = \frac{P_{вых\,max}}{P_0} = \frac{1}{2}\frac{U_{кm}}{E_к} \approx \frac{1}{2}\xi, \qquad (5.6)$$

где $\xi = U_{кm}/E_к$ – коэффициент использования напряжения источника питания. Практически из-за потерь в выходном трансформаторе и цепях смещения КПД усилителей, работающих в режиме А при $U_{вх} = U_{вх\,max}$, составляет 35–40%, а средний КПД не превышает 10%.

Мощность

$$P_к = P_0 - P_{вых}, \qquad (5.7)$$

выделяемая на коллекторе транзистора, максимальна в режиме покоя ($P_{вых} = 0$).

Параметры входной цепи усилителя рассчитывают по входной характеристике $I_э = f(U_э)$ (рис. 5.3). Величины $I_{0э}$ и $I_{эm}$ находят по формулам

$$I_{0э} = \frac{I_{0к}}{\alpha_{\min}},\ I_{эm} = I_{вхm} = \frac{I_{кm}}{\alpha_{\min}}. \qquad (5.8)$$

Среднее за период входное сопротивление усилителя и необходимая мощность на входе равны

$$R_{вх} = \frac{2U_{вхm}}{2I_{вхm}} = \frac{U'_{эm} + U''_{эm}}{I'_{эm} + I''_{эm}}, \qquad (5.9)$$

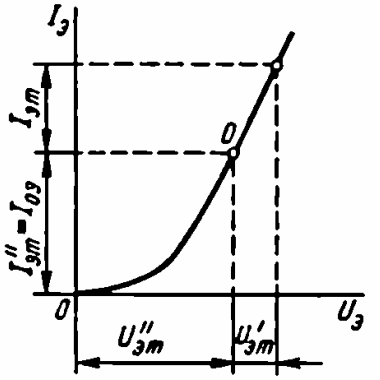


Рис. 5.3

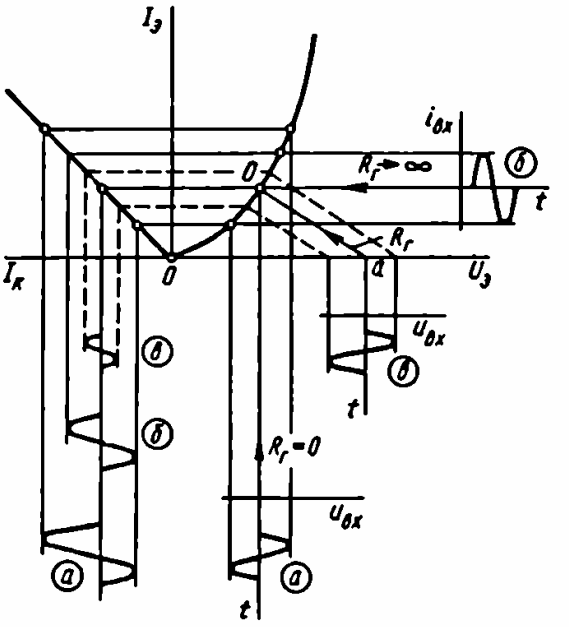


Рис. 5.4

$$P_{вх} = \frac{2I_{вхm} \cdot 2U_{вхm}}{8} = \frac{(U'_{эm} + U''_{эm})(I'_{эm} + I''_{эm})}{8}. \qquad (5.10)$$

Коэффициент усиления по мощности $K_P = P_н/P_{вх}$.

Нелинейные искажения в усилителях мощности обусловлены, во-первых, нелинейностью входной характеристики транзистора и, во-вторых, нарушением эквидистантности выходных характеристик (коэффициент α зависит от значения тока $I_э$). Нелинейные искажения во входной цепи зависят от отношения внутреннего сопротивления источника входного сигнала $R_г$ к входному сопротивлению транзистора $R_{вх}$. Если к входной цепи каскада подключен генератор напряжения ($R_г = 0$) синусоидальной формы (рис. 5.4, кривая *а*), то искажения эмиттерного и коллекторного токов максимальны. Если ко входу каскада подключен генератор синусоидального тока ($R_г \to \infty$), то выходной сигнал имеет практически неискаженную синусоидальную форму (кривая *б*). При работе от источника сигнала с конечным значением $R_г$ получаются промежуточные значения искажений (кривая *в*), в этом случае нагрузочная прямая *Оа* соответствует величине $R_г$.

Итак, для уменьшения искажений во входной цепи следует увеличивать сопротивление $R_г$. Однако с увеличением $R_г$ возрастают потери мощности в источнике сигнала. Обычно выбирают $R_г = (2 \div 5)R_{вх}$.

Искажения, возникающие на выходе каскада, определяются нелинейностью характеристики прямой передачи $I_к = f(I_э)$.

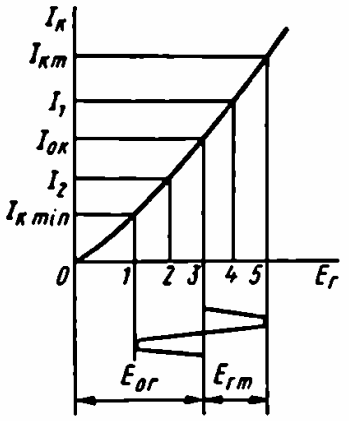


Рис. 5.5

Полные искажения усилителя мощности находят, как правило, по сквозной характеристике $I_к = f(E_г)$ методом пяти ординат. Для построения сквозной характеристики в точках пересечения статических выходных характеристик с нагрузочной прямой следует: 1) отметить значения токов $I_{кi}$ и $I_{эi}$; 2) по величинам $I_{эi}$ найти на статической входной характеристике величины $U_{эi}$; 3) пользуясь формулой $E_г = U_э + I_э R_г$, рассчитать значения $E_{гi}$ и построить сквозную характеристику $I_к = f(E_г)$.

На рис. 5.5 показано определение с помощью сквозной характеристики токов коллектора $I_{к\min}$, I_2, $I_{0к}$, I_1, $I_{кm}$ при пяти значениях напряжения источника сигнала: $E_{0г} - E_{гm}$,

$$E_{0г} - \frac{1}{2}E_{гm},\ E_{0г},\ E_{0г} + \frac{1}{2}E_{гm} \text{ и } E_{0г} + E_{гm}.$$

Затем находят амплитуды гармоник тока коллектора:

$$I_{к1} = \frac{1}{3}(I_{кm} - I_{к\min} + I_1 - I_2),$$

$$I_{к2} = \frac{1}{4}(I_{кm} - 2I_{0к} + I_{к\min}),$$

$$I_{к3} = \frac{1}{6}[I_{кm} - I_{к\min} - 2(I_1 - I_2)],$$

$$I_{к4} = \frac{1}{12}[I_{кm} - I_{к\min} - 4(I_1 - I_2) + 6I_{0к}].$$

Зная эти амплитуды, можно подсчитать коэффициент гармоник:

$$K_г = \frac{\sqrt{I_{к2}^2 + I_{к3}^2 + I_{к4}^2}}{I_{к1}^2}. \qquad (5.11)$$

§ 5.2. ДВУХТАКТНЫЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Двухтактные усилители обычно используют в режиме В, когда при поступлении входного синусоидального сигнала оба транзистора работают поочередно, каждый в течение одного

полупериода; в нагрузке токи от обоих транзисторов складываются. На рис. 5.6 приведена схема двухтактного усилителя мощности, в котором транзисторы включены по схеме ОЭ. Для уменьшения нелинейных искажений, возникающих из-за большой кривизны начального участка входных характеристик, с помощью резисторов R_1, R_2 устанавливается начальный ток транзисторов $I_{к\,min} = (0{,}05 \div 0{,}15)\, I_{кm}$.

Расчет двухтактного усилителя производят графоаналитическим методом по семействам статических характеристик одного транзистора. При этом рассчитывается одно плечо схемы, состоящее из половины первичной и всей вторичной обмотки выходного трансформатора, для половины периода входного сигнала.

Графики, иллюстрирующие работу двухтактного усилителя мощности в режиме В, приведены на рис. 5.7. Для более эффективного использования транзистора выбрано $U_{кm} \approx$ $\approx E_к \leqslant \dfrac{U_{к.доп}}{2}$ и $I_{кm} \approx I_{к.доп}$. Так как плечи усилителя работают поочередно, то каждое плечо развивает мощность

$$P' = P'' = P_н/\eta_{тр}. \tag{5.12}$$

Мощность, отдаваемая всем усилителем,

$$P = \frac{P_н}{\eta_{тр}} = \frac{1}{2} I_{кm} U_{кm}. \tag{5.13}$$

Мощность, потребляемая от источника питания обоими транзисторами,

$$P_0 = 2E_к \left(\frac{I_{кm}}{\pi} + I_{к\min} \right) \approx 2\,\frac{E_к I_{кm}}{\pi}. \tag{5.14}$$

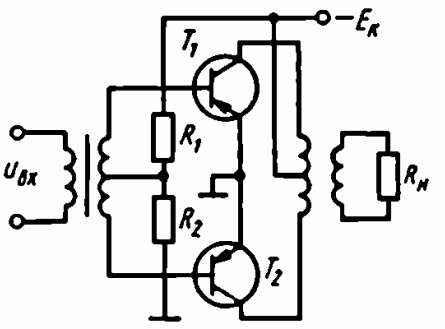


Рис. 5.6

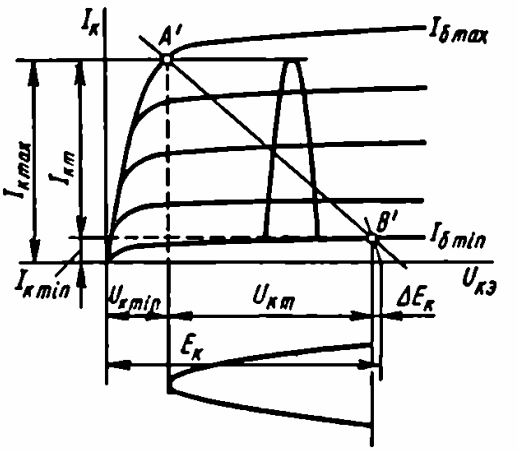


Рис. 5.7

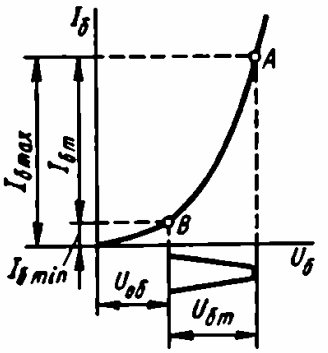


Рис. 5.8

Коэффициент полезного действия усилителя

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{\pi}{4}\xi. \qquad (5.15)$$

Из формулы (5.15) видно, что КПД двухтактного усилителя может теоретически достигать 78,5 %.

На коллекторах обоих транзисторов выделяется мощность

$$2P_к = P_0 - P. \qquad (5.16)$$

При работе с сигналом, переменным по амплитуде, рассеиваемая на коллекторах мощность достигает максимума при некоторой промежуточной амплитуде сигнала $I^*_{кm} = \xi I_{кm}$, $U^*_{кm} = \xi U_{кm}$.

Тогда

$$2P_к = \frac{2}{\pi}E_к I^*_{кm} - \frac{1}{2}I^*_{кm}U^*_{кm} = 2I_{кm}E_к\left(\frac{1}{\pi}\xi - \frac{1}{2}\xi^2\right).$$

Отсюда величина ξ^*, при которой $P_к$ достигает максимума, $\xi^* = \frac{2}{\pi} = 0{,}637$; тогда $\eta^* = \frac{\pi}{4}\xi^* = 0{,}5$, а $P_{к max} = \frac{2}{\pi^2}P$.

Начальное смещение $U_{об}$ амплитуды входного напряжения $U_{бm}$ и тока $I_{бm}$, а также входную мощность можно определить по входной характеристике $I_б = f(U_б)$ (рис. 5.8). Требуемая входная мощность

$$P_{вх} = \frac{I_{бm}U_{бm}}{2}, \qquad (5.17)$$

а коэффициент усиления по мощности $K_P = P_н/P_{вх}$.

Линеаризуя входную характеристику, входное сопротивление одного транзистора принимаем равным

$$R_{вх} = \frac{U_{бm}}{I_{бm}}. \qquad (5.18)$$

Для оценки нелинейных искажений строят сквозную характеристику зависимости тока в цепи выходного электрода одного плеча от входного напряжения, приложенного к тому же плечу, при заданном сопротивлении $R_г$. По сквозной характеристике находят номинальные токи $I'_{кm}$, I'_1, $I'_{кmin}$, соответствующие напряжениям $U_{гm}$, $^1/_2U_{гm}$ и $U_{гm} = 0$. Пять значений токов $I_{кm}$, I_1, $I_{0к}$, I_2, $I_{кmin}$ определяют, предполагая, что в одном плече протекает ток, в $1 + b$ раз, а в другом в $1 - b$ раз

отличающийся от номинального, причем токи второго плеча имеют обратное направление. Здесь b – коэффициент асимметрии плеч. Тогда

$$I_{км} = (1 + b)\,I'_{км},\ I_1 = (1 + b)\,I'_1,\ I_{0к} = (1 + b)\,I_{к\min} - (1 - b)\,I'_{к\min},$$

$$I_2 = -(1 - b)\,I'_1,\ I_{к\min} = -(1 - b)\,I'_{км}.$$

Далее определяют амплитуды гармоник тока коллектора:

$$I_{к1} = \frac{2}{3}(I'_{км} + I'_1),\ I_{к2} = \frac{b}{2}(I'_{км} - 2I_{к\min}),$$

$$I_{к3} = \frac{1}{3}(I'_{км} - 2I'_1),\ I_{к4} = \frac{b}{6}(I'_{км} - 4I'_1 + 6I'_{к\min}).$$

Коэффициент гармоник рассчитывают по формуле (5.11), как и в случае однотактного усилителя с режимом А. Для получения наименьшего значения $K_г$ при максимальной расчетной величине $I'_{км}$ смещение целесообразно брать таким, чтобы получить $I'_1 = 0{,}5I_{км}$. При этом амплитуда третьей гармоники $I_{к3}$ равна нулю.

§ 5.3. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

В настоящее время большое распространение получили бестрансформаторные усилители мощности. Преимуществами таких усилителей являются их небольшие габариты, возможность использования разработанных ИМС, малые частотные искажения. Простейшим бестрансформаторным усилителем мощности, работающим в режиме А, может служить эмиттерный повторитель с дополнительным источником питания (рис. 5.9). Максимальный размах напряжения на нагрузке в случае симметричного питания $|E_п| = |-E_п|$ ограничивается амплитудой отрицательной полуволны и определяется по формуле

$$U_{нт} = |-E_п|\,\frac{R_н}{R_н + R_э} = \frac{E_п R_н}{R_н + R_э}, \qquad (5.19)$$

при этом мощность в нагрузке

$$P_н = \frac{1}{2}\,\frac{U_{нт}^2}{R_н} = \frac{E_п^2 R_н}{2(R_н + R_э)^2}. \qquad (5.20)$$

Максимальное значение мощности будет достигаться при выполнении условия $R_н = R_э$:

$$P_{н\max} = E_п^2/(8R_э). \qquad (5.21)$$

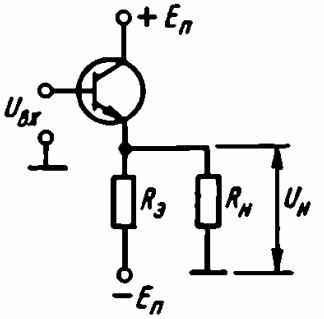


Рис. 5.9

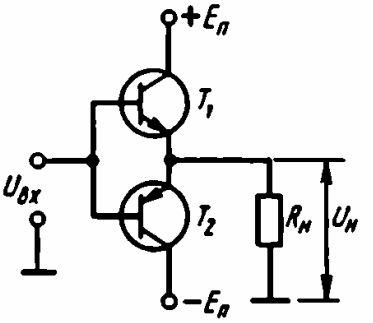


Рис. 5.10

Мощность, потребляемая от источника питания,

$$P_0 = 2E_п^2/R_э, \tag{5.22}$$

тогда коэффициент полезного действия

$$\eta = P_{н\,max}/P_0 = {}^1/_{16} \approx 6{,}25\,\%. \tag{5.23}$$

Мощность

$$P_т = P_0 - P_н - P_{Rэ}, \tag{5.24}$$

рассеиваемая на транзисторе, максимальна в режиме покоя ($P_н = 0$):

$$P_т = E_п^2/R_э = 8P_{н\,max}. \tag{5.25}$$

Рассмотренная схема обладает двумя особенностями, характерными для режима А. Во-первых, ток через транзистор никогда не равен нулю, во-вторых, мощность, потребляемая от источника питания, постоянна.

В эмиттерном повторителе с дополнительным источником питания мощность в нагрузке ограничена конечным значением тока, протекающего через резистор $R_э$. Существенно большей мощности в нагрузке и более высокого коэффициента полезного действия можно достигнуть в двухтактном усилителе мощности. Схема двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах противоположного типа проводимости, образующих так называемую комплементарную пару, приведена на рис. 5.10. При положительных входных сигналах транзистор T_1 работает как эмиттерный повторитель, а транзистор T_2 закрыт. При отрицательных входных напряжениях ситуация меняется на противоположную. Таким образом, транзисторы работают попеременно, каждый в течение одного полупериода входного напряжения. При $U_{вх} = 0$ оба транзистора заперты. Следовательно, схема имеет малый ток покоя, что характерно для режима В.

Максимальный размах напряжения на нагрузке при симметричном питании $|+E_п| = |-E_п|$ достигает значения

$$U_{нm} = E_п, \tag{5.26}$$

если учесть, что напряжение между коллектором и эмиттером транзистора, работающего на границе режима насыщения, близко к нулю. При полном размахе напряжения на нагрузке мощность в нагрузке

$$P_{н\,max} = E_п^2/(2R_н). \tag{5.27}$$

Мощность, потребляемая от источников питания обоими транзисторами,

$$P_0 = 2E_п I_{нm}/\pi, \tag{5.28}$$

где $I_{нm} = U_{нm}/R_н$ – максимальная амплитуда тока в нагрузке. Коэффициент полезного действия

$$\eta = P_{н\,max}/P_0 = \pi/4 = 78{,}5\,\%. \tag{5.29}$$

Максимальная мощность рассеивается на транзисторе не при полной амплитуде напряжения на нагрузке, а при

$$U_н = \frac{2}{\pi} E_п; \tag{5.30}$$

в этом случае на каждом транзисторе рассеивается мощность

$$P_{т\,max} = \frac{1}{\pi^2} \frac{E_п^2}{R_н}. \tag{5.31}$$

Для уменьшения нелинейных искажений, возникающих из-за большой кривизны начального участка входных характеристик, двухтактный эмиттерный повторитель часто используется в режиме АВ. Для этого через транзисторы T_1 и T_2 задается ток покоя, составляющий незначительную часть максимального тока в нагрузке:

$$I_0 = (0{,}05 \div 0{,}15)\, I_{нm}. \tag{5.32}$$

На рис. 5.11 приведена схема двухтактного каскада, работающего в режиме АВ. Для обеспечения малого значения тока покоя следует приложить постоянное напряжение порядка 1,4 В между базами транзисторов T_1 и T_2. Если напряжения U_1 и U_2 равны между собой, то выходной потенциал покоя равен входному потенциалу покоя. Дополнительные резисторы R_1 и R_2, создающие отрицательную обратную связь по току, обеспечивают стабилизацию тока покоя в широком диапазоне рабочих температур. Вместе с тем резисторы R_1 и R_2 включены последовательно с $R_н$, и поэтому они снижают мощность, отдаваемую в нагрузку.

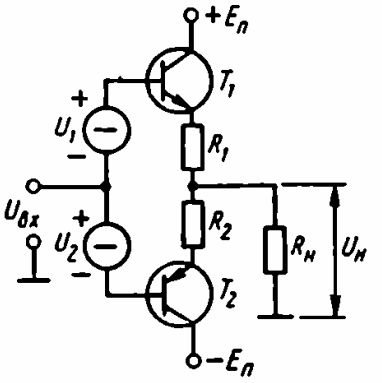


Рис. 5.11

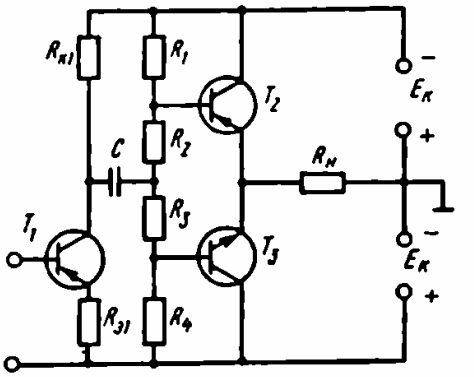


Рис. 5.12

Для нормальной работы двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности необходимо включение предоконечного каскада. На рис. 5.12 приведена схема усилителя мощности, в которой в качестве предоконечного каскада используется каскад на транзисторе T_1. При расчете такого усилителя мощности обычно заданы мощность $P_н$ и сопротивление нагрузки $R_н$. Мощность, которую должны выделить транзисторы обоих плеч усилителя, можно определить с некоторым запасом:

$$P \geqslant 1{,}1P_н.$$

Переменные составляющие коллекторного тока и напряжения равны соответственно

$$I_{кm} = \sqrt{2P/R_н},\ U_{кm} = 2P/I_{кm}.$$

Минимальное напряжение в цепи коллектор – эмиттер транзисторов T_2 и T_3 находят из выходных характеристик транзисторов. Напряжение $U_{ост}$ должно отсекать нелинейную часть выходных характеристик в области малых коллекторных напряжений (рис. 5.13). Выделяемую оконечным каскадом мощность $P = U_{кm}I_{кm}/2$ определяют графически как площадь треугольника ABC. Напряжение источника питания на основании рис. 5.13 удовлетворяет неравенству

$$E_к \geqslant U_{кm} + U_{ост} \leqslant (0{,}4 \div 0{,}5)\, U_{к.доп}.$$

Начальный ток $I_{кA}$ через транзисторы обеспечивают соответствующим выбором величин резисторов R_1, R_2, R_3 и R_4. С одной стороны, для повышения экономичности этот ток должен быть по возможности меньшим. С другой стороны, при малых $I_{кA}$ увеличиваются нелинейные искажения сигнала (искажения типа «ступеньки»). Рост начального тока $I_{кA}$ приводит к увеличению среднего значения тока, потребляемого тран-

зистором от источника питания и приближенно определяемого по формуле $I_{к.ср} = I_{кm}/\pi$. Потребляемая каскадом номинальная мощность $P_0 = 2E_0 I_{к.ср}$; коэффициент полезного действия каскада $\eta = P/P_0$.

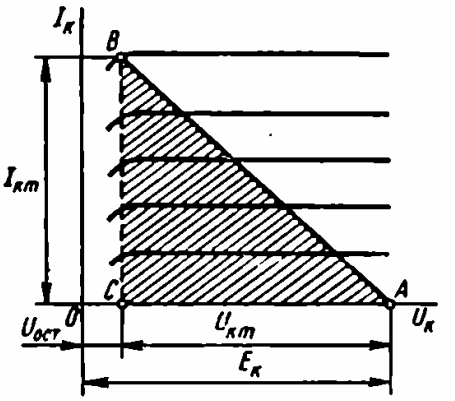


Рис. 5.13

Для расчета входной цепи усилителя необходимо располагать входными характеристиками транзисторов T_2 и T_3. Исходный и максимальный токи базы определяют как $I_{бA} = I_{кA}/\beta_{min}$, $I_{бm} = I_{кm}/\beta_{min}$. Исходное и максимальное значения напряжения базы $U_{бA}$ и $U_{бm}$ находят по входной характеристике при средней величине $U_к$. Затем определяют величину $U_{вхm} = U_{бm} + U_{выхm}$, подсчитывают входную мощность $P_{вх} = \frac{1}{2} U_{вхm} I_{бm}$ и коэффициент усиления по мощности $K_P = P_{вых}/P_{вх}$.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

5.1. Рассчитать однотактный транзисторный усилитель мощности, изображенный на рис. 5.1, если заданы величина сопротивления нагрузки $R_н = 5$ Ом и мощность в нагрузке $P_н = 2$ Вт. Напряжение источников питания $E_к = -15$ В и $E_э = +15$ В.

Решение

1. Определим мощность, которую должен отдавать транзистор, выбрав КПД выходного трансформатора $\eta = 0{,}8$:

$$P_{вых} = P_н/\eta = 2/0{,}8 = 2{,}5 \text{ Вт}.$$

2. Примем, что падение напряжения на сопротивлении первичной обмотки выходного трансформатора $\Delta E_к = 0{,}1E_к = 1{,}5$ В и что напряжение $U_{кmin} = 0{,}5$ В (см. рис. 5.2). Определим величину амплитуды переменной составляющей напряжения на коллекторе:

$$U_{кm} = E_к - \Delta E_к - U_{кmin} = 15 - 1{,}5 - 0{,}5 = 13 \text{ В}.$$

3. Максимальное напряжение на коллекторе транзистора $U_{кmax} \approx 26$ В примерно в два раза больше величины $U_{кm}$.

4. По величинам $P_{вых}$ и $U_{кmax}$ выбираем подходящий транзистор, например транзистор П202Э, имеющий максимальную

мощность рассеяния с внешним радиатором $P_{к.доп} = 10$ Вт, допустимое напряжение коллектор – эмиттер $U_{КЭ.доп} = 30$ В, $\beta_{min} = 20$.

5. Амплитуду переменной составляющей коллекторного тока определим из формулы (5.2):

$$I_{кm} = \frac{2P_{вых\,max}}{U_{кm}} = \frac{2P_{вых}}{U_{кm}} = \frac{2 \cdot 2{,}5}{13} = 0{,}384 \text{ А} = 384 \text{ мА}.$$

6. Сопротивление нагрузки коллекторной цепи переменному току

$$R'_{н} = \frac{U_{кm}}{I_{кm}} = \frac{13}{0{,}384} = 34 \text{ Ом},$$

отсюда коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_{н}}{\eta R'_{н}}} = \sqrt{\frac{5}{0{,}8 \cdot 34}} = 0{,}43.$$

7. Координаты точки покоя (точка O на рис. 5.2) находим из соотношений

$$I_{к0} = I_{кm} + I_{кmin} \approx I_{кm} = 384 \text{ мА},$$

$$U_{к0} = U_{кm} + U_{кmin} = 13 + 0{,}5 = 13{,}5 \text{ В},$$

отсюда КПД каскада

$$\eta = \frac{P_{вых}}{I_{к0}U_{к0}} = \frac{2{,}5}{0{,}384 \cdot 13{,}5} = 0{,}483.$$

8. Ток смещения в эмиттерной цепи $I_{э0}$ определим через коэффициент α:

$$\alpha_{min} = \frac{\beta_{min}}{\beta_{min} + 1} = \frac{20}{20 + 1} = 0{,}954, \text{ тогда } I_{э0} = \frac{I_{к0}}{\alpha_{min}} = \frac{483}{0{,}954} = 507 \text{ мА}.$$

По входной характеристике находим $U_{э0} = 0{,}6$ В. Тогда, приняв $\Delta E_{э} = 0{,}1E_{э}$, получим

$$R_{э} = \frac{E_{э} - \Delta E_{э} - U_{э0}}{I_{э0}} = \frac{15 - 0{,}6 - 1{,}5}{0{,}507} = 25 \text{ Ом}.$$

9. Определим среднее за период входное сопротивление усилителя и необходимую входную мощность [см. формулы (5.9) и (5.10)]:

$$R_{вх} = \frac{U'_{эm} + U''_{эm}}{I'_{эm} + I''_{эm}} = \frac{0{,}6 + 0{,}34}{507 + 507} \approx 0{,}001 \text{ кОм} = 1 \text{ Ом},$$

$$P_{вх} = \frac{(U'_{эm} + U''_{эm})(I'_{эm} + I''_{эm})}{8} = \frac{(0{,}6 + 0{,}34)(0{,}507 + 0{,}507)}{8} = 0{,}125 \text{ Вт}.$$

10. Коэффициент усиления по мощности каскада

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{2{,}5}{0{,}125} = 20.$$

5.2. Рассчитать двухтактный бестрансформаторный усилитель мощности, изображенный на рис. 5.12, если заданы мощность в нагрузке $P_н = 2$ Вт и сопротивление нагрузки $R_н = 10$ Ом. Усилитель работает от источника сигнала с параметрами $E_г = 600$ мВ и $R_г = 10$ Ом.

Решение

1. Определим с небольшим запасом мощность, которую должны выделять транзисторы обоих плеч каскада:

$$P \geqslant 1{,}1P_н = 2{,}2 \text{ Вт}.$$

2. Требуемое максимальное значение коллекторного тока

$$I_{кm} = \sqrt{\frac{2P}{R_н}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2{,}2}{10}} = 0{,}66 \text{ А}.$$

3. Минимальное напряжение в цепи коллектор – эмиттер определим по выходным характеристикам транзисторов. Остаточное напряжение $U_{ост}$ должно отсекать нелинейную часть характеристик. Примем $U_{ост} \approx 1$ В.

4. Требуемую амплитуду напряжения на нагрузке $U_{вых}$ найдем из формулы

$$U_{кm} = \frac{2P}{I_{кm}} = \frac{2 \cdot 2{,}2}{0{,}66} = 6{,}6 \text{ В}.$$

5. Необходимое напряжение источника питания $E_к \geqslant U_{ост} + U_{кm} = 6{,}6 + 1 = 7{,}6$ В. Возьмем с запасом $E_к = 8$ В.

6. Выбираем мощные транзисторы T_1 и T_3 по значению отдаваемой мощности P и максимальному напряжению на коллекторе. Подходящими транзисторами с противоположным типом проводимости (так называемой комплементарной парой) являются транзисторы типа КТ814А и КТ815А. Примем, что среднее значение коэффициентов усиления по току $\beta = 25$. Тогда $I_{бm} = I_{кm}/\beta = 0{,}6/25 = 0{,}015$ А $= 15$ мА.

7. Рассчитаем цепь базового делителя $R_1 - R_4$. Потенциал базы транзистора T_2 в состоянии покоя выберем, исходя из необходимого начального тока через транзисторы T_2 и T_3 и вида входных характеристик. Пусть $I_{к.нач} = 10$ мА, тогда $I_{б.нач} = 0{,}4$ мА. Из входных характеристик находим $U_{бэ.нач} = 0{,}45$ В. Примем ток делителя $I_д$ равным 0,8 мА, тогда

$$R_1 = R_4 = \frac{E_к - U_{бэ.нач}}{I_д + I_{б.нач}} = \frac{8 - 0{,}45}{0{,}8 + 0{,}4} = 6{,}3 \text{ кОм},$$

$$R_2 = R_3 = \frac{U_{бэ.нач}}{I_д} = \frac{0{,}45}{0{,}8} = 0{,}56 \text{ кОм}.$$

8. Рассчитаем каскад предварительного усиления на транзисторе T_1. Коэффициент усиления каскада на T_1 определяется выражением

$$K_{U1} = \frac{\beta_1 R_{к1} \parallel R_{вх2}}{R_г + R_{вх1}} \approx \frac{R_{к1} \parallel (\beta_2 R_н + R_2)}{R_г/\beta_1 + r_{э1} + R_{э1}},$$

где $R_{вх1} = r_{б1} + (r_{э1} + R_{э1})(1 + \beta_1)$, $R_{вх2} \approx \beta_2 R_н + R_2$ при условии достаточно высокоомных резисторов R_1 и R_4, $\beta_2 = 25$ – коэффициент передачи тока базы транзисторов T_2 и T_3. С другой стороны, каскад на транзисторе T_1 должен обеспечить следующее усиление: $K_{U1} = u_{кm}/E_г = 6{,}6/0{,}6 = 11$. Такое усиление можно получить, задавшись током покоя транзистора T_1, равным 5 мА. Выбрав $R_{к1} = 2$ кОм, обеспечим режимное значение $U_{кэ1} = 5$ В. Из формулы для K_{U1} при $r_{э1} = 5$ Ом и $\beta_1 = 50$ находим сопротивление эмиттерного резистора $R_{э1}$, регулирующего усиление каскада на T_1. Сопротивление $R_{э1} = 47$ Ом обеспечивает необходимый коэффициент усиления каскада предварительного усиления на T_1.

9. Амплитуда входного тока транзистора T_1

$$I_{вхm} = \frac{U_{вхm}}{R_г + R_{вх1}} \approx \frac{E_г}{\beta_1 (r_{э1} + R_{э1})} = \frac{0{,}6}{50(5 + 47)} \approx$$

$$\approx 0{,}23 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 0{,}23 \text{ мА}.$$

10. Коэффициент усиления по мощности для рассчитываемого усилителя

$$K_P = \frac{P_н}{P_{вх}} = \frac{2P_н}{U_{вхm} I_{вхm}} = \frac{2 \cdot 2{,}2}{0{,}6 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-4}} = 3{,}2 \cdot 10^4.$$

5.3. Определить максимальный коэффициент полезного действия однотактного трансформаторного усилителя мощности в режиме А, если задано, что $E_к = 10$ В, $U_{кэmin} = 1{,}5$ В, $P_н = 0{,}5$ Вт, сопротивление первичной обмотки выходного трансформатора $r_1 = 10$ Ом. Принять коэффициент полезного действия выходного трансформатора равным 0,9.

Ответ: 35%.

5.4. Определить максимально возможную мощность на выходе двухтактного усилителя мощности, работающего в режиме В. В усилителе использованы транзисторы с предельно до-

пустимой мощностью $P_{к.доп} = 2$ Вт. Максимальное значение коэффициента использования напряжения источника питания ξ принять равным 0,9.

Ответ: 9,6 Вт.

5.5. Определить минимальную предельно допустимую мощность транзистора при работе двухтактного усилителя мощности в режиме В, если максимальная мощность на выходе усилителя $P_{max} = 3$ Вт. Принять максимальное значение коэффициента использования напряжения источника питания $\xi = 0{,}85$.

Ответ: 0,75 Вт.

5.6. Определить минимальную предельно допустимую мощность транзистора, работающего в однотактном усилителе (режим А), если задано, что $E_к = 10$ В и сопротивление нагрузки коллекторной цепи $R_н = 100$ Ом. Активным сопротивлением обмоток трансформатора пренебречь. Принять, что $\xi = 0{,}95$.

Ответ: 0,95 Вт.

5.7. Определить максимальный коэффициент полезного действия двухтактного усилителя мощности в режиме В, если заданы значения нагрузки в коллекторной цепи $R_н = 1$ кОм, мощность $P_н = 5$ Вт, выделяемая в нагрузке, и напряжение источника питания $E_к = 25$ В.

Ответ: 63%.

5.8. Определить необходимый коэффициент трансформации выходного трансформатора для однотактного усилителя мощности, работающего в режиме А, если заданы величины $R_н = 5$ Ом, $P_н = 10$ Вт, $E_к = 20$ В и $\xi = 0{,}85$. Коэффициент полезного действия трансформатора считать равным единице.

Ответ: 0,59.

ГЛАВА 6
УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилители постоянного тока (УПТ) предназначены для усиления сигналов, медленно меняющихся во времени, спектр которых содержит гармонические составляющие с частотой вплоть до $\omega = 0$. Верхний частотный диапазон УПТ определяется свойствами используемых активных элементов.

По способу усиления сигнала различают: 1) УПТ с гальванической связью между каскадами, 2) УПТ с промежуточным преобразованием, в которых усиливаемый медленно меняющийся сигнал преобразуется в переменный сигнал большей частоты, усиливается усилителем переменного тока и затем детектируется на выходе усилителя. Расчет данного типа

усилителей аналогичен расчету усилителей переменного тока и в настоящей главе не рассматривается.

Гальваническая связь между каскадами в усилителях первой группы обусловлена невозможностью применения разделительных элементов типа конденсаторов и трансформаторов (на частоте $\omega = 0$ их коэффициент передачи равен нулю). Это приводит к возникновению дрейфа напряжения на выходе усилителя и затрудняет последовательное соединение каскадов друг с другом, поскольку необходимо согласовывать (уравнивать) напряжения соединяемых узлов схемы в режиме покоя.

§ 6.1. НЕБАЛАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Схема трехкаскадного усилителя постоянного тока с гальванической связью приведена на рис. 6.1. Чередование транзисторов типов *p-n-p* и *n-p-n* в усилителе облегчает задачу согласования уровней напряжения соединяемых каскадов. Замена резистора $R_э$ стабилитроном (показано пунктиром на рис. 6.1) позволяет увеличить коэффициент усиления по напряжению. Для стабилизации режима покоя каскадов введена цепь отрицательной обратной связи на резисторах $R_{ос}$ и $R_г$. Эта обратная связь существует и для усиливаемого сигнала, снижая и стабилизируя коэффициент усиления K_U.

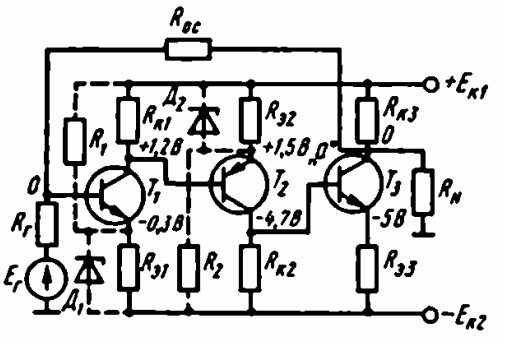


Рис. 6.1

Недостатком рассмотренного усилителя является высокий температурный дрейф, минимальное значение которого, приведенное ко входу, равно температурному коэффициенту напряжения $U_{бэ}$ [7]:

$$e^{вх}_{др\,min} = |\varepsilon| \cong 2{,}2 \text{ мВ/°С}.$$

ПРИМЕР

6.1. Рассчитать усилитель с гальванической связью (рис. 6.1), обеспечивающий $U_{вых} = \pm 3$ В на нагрузке $R_н = 5$ кОм. Требуемый коэффициент усиления $K_U \geqslant 100$ в диапазоне частот от 0 до 10 кГц.

Решение

1. В заданном диапазоне частот при $P_{вых} = U^2_{вых}/(2R_н) = 0{,}9$ мВт для построения усилителя можно использовать лю-

бой маломощный транзистор. Выбираем низкочастотный транзистор типа МП40 с параметрами $\beta_{min} = 20$, $I_{к\,max} = 20$ мА и $U_{кэ\,max} = 15$ В.

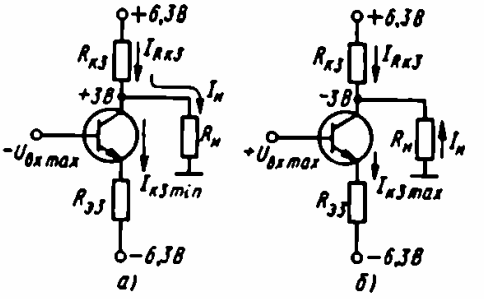


Рис. 6.2

2. Для получения $U_{вых} = \pm 3$ В достаточно взять $E_{к1} = E_{к2} = 6{,}3$ В, что не превысит $U_{кэ\,max}$. Так как при $U_{вх} = 0$ на выходе в точке a потенциал должен быть равен нулю, то $U_{Rк30} = E_{к1}$ и $U_{Rэ30} + U_{кэ30} = E_{к2}$. Ток нагрузки $I_н = U_{вых}/R_н = 0{,}6$ мА. Ток через резистор $R_{к3}$ при подаче на базу транзистора T_3 максимального запирающего сигнала должен превышать ток нагрузки на величину $I_{к3\,min}$ (рис. 6.2, *а*). Если принять $I_{к3\,min} \cong 0{,}2$ мА, то $R_{к3} = \dfrac{E_{к1} - U_{вых}}{I_н + I_{к3\,min}} = \dfrac{3{,}3}{0{,}8} = 4{,}14$ кОм. Тогда в режиме покоя при $U_{вх} = 0 (I_н = 0)$

$$I_{к30} = I_{Rк30} = \frac{E_{к1}}{R_{к3}} = \frac{6{,}3}{4{,}14} = 1{,}5 \text{ мА}.$$

При подаче на базу транзистора T_3 максимального отпирающего сигнала (рис. 6.2, *б*) ток через резистор $R_{к3}$

$$I_{Rк3\,max} = \frac{E_{к1} - (-U_{вых})}{R_{к3}} = \frac{9{,}3}{4{,}14} \cong 2{,}2 \text{ мА}.$$

Ток транзистора T_3 в этом режиме

$$I_{к3\,max} = I_н + I_{Rк3\,max} = 0{,}6 + 2{,}2 = 2{,}8 \text{ мА}.$$

Выбирая остаточное напряжение на транзисторе T_3 $U_{кэ3\,ост} = 0{,}8$ В, определим $R_{э3}$:

$$R_{э3} = \frac{|E_{к2}| - U_{вых} - U_{кэ3\,ост}}{I_{к3\,max}} = \frac{6{,}3 - 3 - 0{,}8}{2{,}8} = 0{,}89 \text{ кОм}.$$

Следовательно, в режиме покоя при $U_{вх} = 0$

$$U_{кэ30} = E_{к2} - I_{к03} R_{э3} = 6{,}3 - 0{,}89 \cdot 1{,}5 \cong 5 \text{ В}$$

и

$$I_{б30} = \frac{I_{к30}}{\beta_{min}} = \frac{1{,}5}{20} = 0{,}075 \text{ мА}.$$

3. Проведем расчет 1-го и 2-го каскадов. Если принять напряжение $U_{бэ30} = 0{,}3$ В, то падение напряжения на резисторе $R_{к2}$

$$U_{Rк20} = E_{к2} - U_{кэ30} + U_{бэ30} = 6{,}3 - 5 + 0{,}3 = 1{,}6 \text{ В}.$$

Поскольку ток нагрузки второго каскада, равный $I_{б30}$, достаточно мал, выберем $I_{к20} = 0{,}5$ мА. Тогда $R_{к2} = 1{,}6/0{,}5 = 3{,}2$ кОм.

Распределение напряжений между транзистором T_2 и резистором $R_{э2}$ целесообразно произвести после расчета 1-го каскада.

В 1-м каскаде при $U_{вх} = 0$ напряжение на базе транзистора T_1 относительно земли практически равно нулю, так как при $I_{б01} = I_{б02} = 0{,}025$ мА и $R_г = 1$ кОм величина $I_{б01}R_г = 0{,}025$ В. Тогда напряжение на резисторе $R_{э1}$ равно $U_{Rэ10} = E_{к2} - U_{бэ01} = 6{,}3 - 0{,}3 = 6$ В и при $I_{к01} = 0{,}5$ мА сопротивление $R_{э1} = 12$ кОм. Для ослабления местной отрицательной обратной связи по току, вносимой резистором $R_{э1}$, применим в эмиттерной цепи усилителя стабилитрон типа КС168 с параметрами $U_{ст1} = 6$ В и $R_{ст1} = 28$ Ом. Поскольку минимальный ток стабилизации стабилитрона равен 3 мА, необходимо включить резистор R_1, сопротивление которого

$$R_1 = \frac{E_{к1} + |E_{к2}| - U_{ст1}}{I_{ст1\,min}} = \frac{12{,}6 - 6}{3} = 2{,}2 \text{ кОм}.$$

Поскольку первый каскад работает с малыми сигналами, а также для увеличения номинала $R_к$ напряжение $U_{кэ10}$ транзистора T_1 можно выбрать порядка 1,5 В.

Тогда $U_{Rк10} = E_{к1} + |E_{к2}| - U_{Rэ10} - U_{кэ10} = 12{,}6 - 6 - 1{,}5 = 5{,}1$ В и $R_{к1} = U_{Rк10}/I_{к10} = 5{,}1/0{,}5 = 10{,}2$ кОм. Падение напряжения на $R_{э2}$ $U_{Rэ20} = U_{Rк10} - U_{эб20} = 5{,}1 - 0{,}3 = 4{,}8$ В.

Для уменьшения глубины местной отрицательной обратной связи через резистор $R_{э2}$ создадим требуемое падение напряжения $U_{Rэ20} = 4{,}8$ В путем включения стабилитрона типа КС147 А ($U_{ст} = 4{,}8$ В, $R_{ст} = 56$ Ом). Для создания необходимого тока $I_{ст2\,min} = 3$ мА включим в схему дополнительно резистор R_2 с сопротивлением

$$R_2 = \frac{E_{к1} + |E_{к2}| - U_{ст2}}{I_{ст2\,min}} = \frac{12{,}6 - 4{,}8}{3} = 2{,}6 \text{ кОм}.$$

4. Расчет коэффициента усиления усилителя $K_{иус}$ и резисторов цепи обратной связи.

Коэффициент усиления схемы

$$K_{Uус} = K_{U1}K_{U2}K_{U3} = \frac{\beta_1(R_{к1} \parallel R_{вх2})}{R_{вх1}} \frac{\beta_2(R_{к2} \parallel R_{вх3})}{R_{вх2}} \frac{\beta_3(R_{к3} \parallel R_н)}{R_{вх3}}. \tag{6.1}$$

Здесь $R_{вх1} = h_{11э1} + (\beta_{1min} + 1)R_{ст1} = r_{б1} + (r_{э1} + R_{ст1})(\beta_{1\,min} + 1) = 220 + (50 + 28)(20 + 1) = 1858$ Ом $\cong 1{,}8$ кОм, $R_{вх2} = r_{б2} +$

$+ (\beta_{2min} + 1)(r_{э2} + R_{ст2}) = 220 + 21\,(50 + 56) = 2{,}3$ кОм, $R_{вх3} = r_{б3} + (\beta_{3min} + 1)(r_{э3} + R_{э3}) = 220 + 21\,(16 + 890) = 19{,}24$ кОм.

При расчете принято $r_{б1} = r_{б2} = r_{б3} = 220$ Ом, $r_{э1} = r_{э2} = \dfrac{\varphi_т}{I_{к01,2}} = \dfrac{25}{0{,}5} = 50$ Ом и $r_{э3} = \dfrac{25}{I_{к03}} = \dfrac{25}{1{,}5} = 16$ Ом. После подстановки в (6.1) получаем

$$K_{Uус} = 20^3 \cdot \frac{10{,}2 \parallel 2{,}3}{1{,}8} \frac{3{,}2 \parallel 19{,}24}{2{,}3} \frac{4{,}14 \parallel 5}{19{,}24} = 1180.$$

По заданию, $K_{Uус.треб} = 100$. Поскольку в схеме имеется избыток усиления, целесообразно ввести параллельную отрицательную обратную связь по напряжению с глубиной

$$F = \frac{K_{Uус}}{K_{Uус.треб}} = \frac{1180}{100} = 11{,}8.$$

При глубине обратной связи $F = 11{,}8$ для выбора элементов цепи обратной связи можно использовать упрощенные формулы и считать, что

$$K_{Uус.ос} = K_{Uус.треб} = \frac{R_{ос}}{R_г} = 100.$$

Если $R_г = 1$ кОм, то $R_{ос} = 100$ кОм.

Резистор $R_{ос}$ практически не будет шунтировать коллекторную цепь и цепь нагрузки третьего каскада, поэтому уточнять $K_{Uус}$ не требуется.

Введенная параллельная отрицательная обратная связь по напряжению будет существовать и для медленных тепловых изменений $U_{вых}$ и, следовательно, будет стабилизировать режим покоя схемы. Распределение напряжений в рассчитанной схеме усилителя в режиме покоя показано на рис. 6.1.

§ 6.2. БАЛАНСНЫЕ (ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ) УСИЛИТЕЛИ

Для уменьшения дрейфа в УПТ применяют балансные схемы. Наибольшее распространение в транзисторных усилителях получила схема параллельного баланса (рис. 6.3), называемая также дифференциальным усилителем (ДУ). ДУ обеспечивает высокое усиление дифференциального входного сигнала $U_{вх.д}$, приложенного между входами каскада, и практически не усиливает (при большом значении $R_э$) синфазный сигнал, одинаковый на обоих входах. Как известно, в ДУ для подавления синфазного сигнала $U_{вх.сф}$ используется принцип уравновешен-

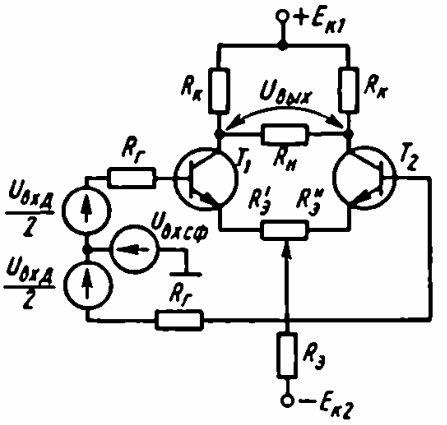


Рис. 6.3

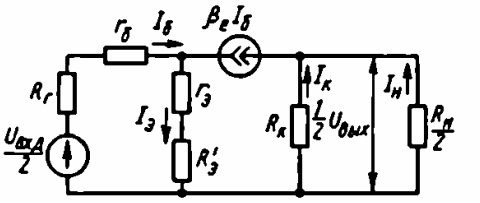


Рис. 6.4

ного моста. Резисторы $R_{к1} = R_{к2} = R_к$ и транзисторы T_1, T_2, параметры которых должны быть идентичными, образуют плечи моста. В одну диагональ моста включено напряжение питания $E_{к1} + E_{к2}$, с другой диагонали снимается выходное напряжение. В случае идеальной симметрии моста одинаковое и одновременное изменение токов и напряжений транзисторов не приводит к появлению выходного напряжения. На этом принципе основаны подавление $U_{вх.сф}$, компенсация влияния нестабильности источника питания или температуры.

Для дифференциального сигнала, подаваемого симметрично на вход ДУ (средняя точка генератора $U_{вх.д}$ заземлена), ДУ представляет собой два каскада ОЭ, объединенных общим эмиттерным резистором $R_э$. Так как при приложении сигнала между входами токи транзисторов T_1 и T_2 меняются в противоположном направлении, через резистор $R_э$ протекает постоянный по значению ток

$$I_э = I_{к01} + \Delta I_{к01} + I_{к02} - \Delta I_{к02} = 2I_{к0},$$

если

$$I_{к01} = I_{к02} = I_{к0} \text{ и } \Delta I_{к01} = |\Delta I_{к02}|.$$

Следовательно, резистор $R_э$ не влияет на усиление дифференциального сигнала.

Эквивалентная схема половины ДУ для случая усиления $U_{вх.д}$ изображена на рис. 6.4. Здесь на вход подается половина усиливаемого сигнала, а с выхода снимается половина выходного напряжения. Из эквивалентной схемы можно получить основные расчетные соотношения для ДУ [7]. Коэффициент усиления дифференциального входного сигнала

$$K_{Uд} = \frac{U_{вых}/2}{U_{вх.д}/2} = \frac{U_{вых}}{U_{вх.д}} = \frac{\beta_e (R_к \parallel R_н/2)}{R_г + R_{вх\,пл}}. \qquad (6.2)$$

Здесь $R_{\text{вх пл}}$ – входное сопротивление половины ДУ (плеча схемы), являющееся входным сопротивлением каскада ОЭ, равное $R_{\text{вх. пл}} = r_6 + (r_э + R'_э)(\beta_e + 1)$. Дифференциальное входное сопротивление ДУ, измеренное между входами транзисторов T_1 и T_2,

$$R_{\text{вх. д}} = 2R_{\text{вх. пл}}.$$

Выходное сопротивление одной половины ДУ $R_{\text{вых}} \cong R_к$, и дифференциальное выходное сопротивление ДУ, измеренное между коллекторами транзисторов T_1 и T_2, $R_{\text{вых. д}} = 2R_к$. Коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_н}{I_6} = \frac{\beta_e R_к}{R_к + R_н/2}.$$

При подаче синфазного входного сигнала потенциалы баз и коллекторов транзисторов ДУ меняются одинаково, вследствие чего в идеально сбалансированной схеме напряжение $U_{\text{вых}}$, снимаемое между коллекторами транзисторов, равно нулю. При разбалансе схемы, что всегда имеет место в реальных ДУ, между коллекторами транзисторов (симметричный выход) появляется напряжение, равное [3]

$$U^{\text{сф}}_{\text{вых. сим}} = U_{\text{вх. сф}} \frac{R_к}{2R_э} \left(\frac{\Delta R'_э}{R'_э} \pm \frac{\Delta\beta R_г}{\beta^2 R'_э} \pm \frac{\Delta R_г}{\beta R'_э} \pm \frac{\Delta R_к}{R_к} \pm \frac{\Delta R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}}} \right), \quad (6.3)$$

где $\Delta R'_э$, $\Delta\beta$, $\Delta R_г$, $\Delta R_к$, $\Delta R_{\text{вых}}$ – возможный разбаланс параметров схемы ДУ.

Для уменьшения напряжения $U^{\text{сф}}_{\text{вых. сим}}$ необходимо увеличивать величину сопротивления резистора $R_э$, что достигается включением в общую эмиттерную цепь транзисторов T_1 и T_2 каскада на транзисторе T_3, выходное сопротивление которого (рис. 6.5) увеличено за счет введения местной отрицательной обратной связи через резистор R_3. Коллекторный ток транзистора T_3 задается делителем в цепи базы с термокомпенсирующим диодом $Д$. Цепь, включенная в общей эмиттерной цепи транзисторов T_1, T_2, получила название генератора стабильного тока (ГСТ).

Коэффициент усиления $K_{Uд}$ схемы по рис. 6.5 практически не зависит от способа включения $U_{\text{вх. д}}$, т. е. $K_{Uд}$ один и тот же как при симметричной подаче сигнала (средняя точка $U_{\text{вх.д}}$ заземлена), так и при несимметричной (сигнал подан на один из входов ДУ, а второй вход заземлен). В ДУ с ГСТ сопротивление резистора $R_э$ в формулах (6.3) – (6.7) должно быть заменено дифференциальным выходным сопротивлением каскада на

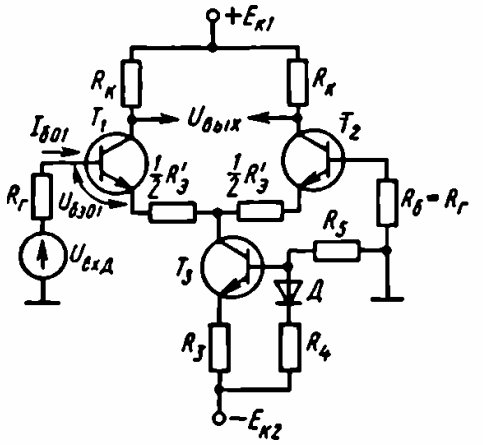


Рис. 6.5

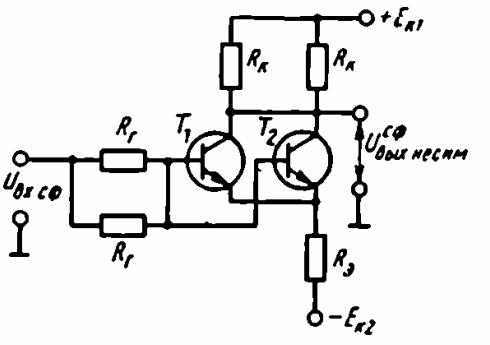


Рис. 6.6

транзисторе T_3, подсчитанным с учетом местной отрицательной обратной связи, а именно [7]:

$$R_{вых3} = r_{к3}^{*}(1 + \beta_3 \gamma_6'), \tag{6.4}$$

где

$$\gamma_6' = \frac{r_{э3} + R_3}{r_{б3} + r_{э3} + R_3 + R_4 \parallel R_5}.$$

Для перехода от симметричного сигнала к несимметричному используется несимметричный выход ДУ. В простейшем виде напряжение $U_{вых}$ при этом снимается с одного из коллекторов транзисторов относительно земли.

Легко видеть, что выходное напряжение при несимметричном выходе, вызванное подачей на вход дифференциального сигнала, уменьшается в два раза по сравнению с его значением при симметричном выходе. Недостатком несимметричного выхода является большее выходное напряжение $U^{сф}_{вых.несим}$, возникающее при подаче синфазного сигнала.

Для определения $U^{сф}_{вых.несим}$ изобразим схему ДУ при подаче синфазного сигнала, как показано на рис. 6.6. Здесь коллекторы и базы транзисторов T_1, T_2 объединены, поскольку потенциалы их всегда одинаковы.

Из схемы рис. 6.6 можно получить выражение для $U^{сф}_{вых.несим}$;

$$U^{сф}_{вых.несим} \cong U_{вх.сф} \frac{\beta R_к/2}{R_г + \beta R_э} \approx \frac{R_к}{2R_э} U_{вх.сф},$$

откуда

$$K_{Uсф.несим} = \frac{U^{сф}_{вых.несим}}{U_{вх.сф}} = \frac{R_к}{2R_э}. \tag{6.5}$$

Отношение коэффициентов усиления дифференциального сигнала к синфазному, являющееся важнейшим показателем ДУ, называют коэффициентом ослабления синфазного сигнала $K_{\text{ос.сф}}$.

Для симметричного выхода [3]

$$K_{\text{ос.сф.сим}} = \frac{K_{U\text{д}}}{K_{U\text{сф}}} = \\ = \frac{2R_{\text{э}}\beta}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх.пл}}}\left(\frac{\Delta R'_{\text{э}}}{R'_{\text{э}}} \pm \frac{\Delta\beta R_{\text{г}}}{\beta^2 R'_{\text{э}}} \pm \frac{\Delta R_{\text{г}}}{\beta R'_{\text{э}}} \pm \frac{\Delta R_{\text{к}}}{R_{\text{к}}} \pm \frac{\Delta R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}}}\right)^{-1}. \quad (6.6)$$

Для несимметричного выхода из выражений (6.2) и (6.5) получим (без учета $R_{\text{н}}$)

$$K_{\text{ос.сф.несим}} = 2R_{\text{э}}\beta/(R_{\text{г}} + R_{\text{вх.пл}}). \quad (6.7)$$

Таким образом, в случае симметричного выхода синфазный сигнал подавляется в значительно большей степени.

Погрешность функционирования ДУ возникает вследствие разбаланса параметров двух половин схемы. В идеально симметричном ДУ при отсутствии входного сигнала $U_{\text{вых}} = 0$. В реальной схеме из-за различия параметров (токов коллектора и тепловых токов переходов, резисторов коллекторной цепи) выходное напряжение отлично от нуля. Для установки нуля на выходе необходимо на вход подать некоторое напряжение, называемое напряжением смещения нуля $U_{\text{см}}$. Это напряжение можно определить при $I_{\text{к}1}R_{\text{к}1} = I_{\text{к}2}R_{\text{к}2}$ как разность напряжений на эмиттерных переходах, а именно $U_{\text{см}} = U_{\text{э}601} - U_{\text{э}602}$. Зависимость напряжения смещения от температуры, т. е. дрейф напряжения смещения, приведенный ко входу усилителя, определяется следующим образом [3]:

$$\frac{dU_{\text{см}}}{dT} = U^{\text{вх}}_{\text{др ДУ}} = \frac{dU_{\text{э}601}}{dT} - \frac{dU_{\text{э}602}}{dT} = \frac{U_{\text{см}}}{T}. \quad (6.8)$$

Следовательно, величина дрейфа напряжения в ДУ прямо пропорциональна напряжению смещения нуля. При комнатной температуре из (6.8) следует, что дрейф составляет приблизительно 3 мкВ/°С на 1 мВ напряжения смещения.

В интегральных схемах ДУ напряжение смещения нуля невелико вследствие идентичности технологических процессов и тепловых режимов транзисторов. Обычные значения $U_{\text{см}} = 1 \div 5$ мВ. В этих случаях $U^{\text{вх}}_{\text{др ДУ}}$ составляет 3—15 мкВ/°С, что на 2—3 порядка меньше, чем в небалансной схеме (2,2 мВ/°С).

Дополнительная составляющая дрейфа в ДУ возникает за счет неидентичности входных токов транзисторов T_1 и T_2 усилителя и их изменения с температурой. При одинаковых сопротивлениях во входных цепях ДУ токовая составляющая погрешности определяется разностью токов покоя баз транзисторов T_1 и T_2. С учетом последнего э. д. с. дрейфа в ДУ, приведенная ко входу,

$$e_{\text{др ДУ}}^{\text{вх}} = \frac{U_{\text{см}}}{T} + \left(\frac{dI_{601}}{dT} - \frac{dI_{602}}{dT}\right)(R_3' + R_г) =$$

$$= \frac{U_{\text{см}}}{T} + \frac{dI_{60\text{разн}}}{dT}(R_3' + R_г). \qquad (6.9)$$

Здесь $\frac{dI_{60\text{разн}}}{dT}$ – дрейф разности входных токов транзисторов T_1, T_2, равный $bI_{60\text{разн}}$, где $b = -0{,}005$ 1/°С.

Очевидно, что токовая составляющая влияет тем меньше, чем меньше $R_г$, R_3' и I_{60}. Поэтому входные каскады ДУ обычно работают с малыми токами.

ПРИМЕР

6.2. Рассчитать ДУ на биполярных транзисторах с ГСТ, несимметричными входом и выходом. Э. д. с. входного сигнала $E_г = 10$ мВ, сопротивление $R_г = 0{,}1$ кОм. Требуемый коэффициент усиления $K_{U_Д} = 20$, сопротивление $R_{\text{вх}} \geqslant 5$ кОм. Выбрать значение напряжения источников питания, рассчитать элементы схемы, величину $K_{\text{ос.сф}}$, а также оценить приведенный дрейф усилителя при условии, что абсолютные значения температурных приращений напряжений и токов транзистора разнятся на 5%.

Решение

Схема ДУ с ГСТ приведена на рис. 6.5. Для обеспечения малого дрейфа ДУ выбираем транзисторы КТ312А, имеющие малый тепловой ток и достаточно высокий коэффициент β. Допустимое напряжение $U_{\text{кэ max}} \leqslant 15$ В. Следовательно, $E_{к1} = E_{к2} \leqslant$ $\leqslant 7{,}5$ В. Амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых}} = K_{U_Д} E_г =$ $= 20 \cdot 10 = 200$ мВ может быть обеспечена при $E_{к1} = E_{к2} = 6{,}3$ В. Меньшие значения $E_к$ затрудняют построение ГСТ.

При использовании двух источников питания $\pm E_{к1,2}$ в схеме ДУ по рис. 6.5 потенциал эмиттеров транзисторов T_1, T_2 в режиме покоя можно принять равным нулю. Это связано с тем, что падение напряжения в цепях баз транзисторов T_1, T_2 от тока покоя $I_{601}R_г$ очень мало при малых входных токах и, следо-

вательно, база транзистора может считаться заземленной по постоянному току. Тогда потенциал эмиттера отличается от потенциала земли на величину $U_{б\text{э}01,2} = 0{,}5 \div 0{,}7$ В для кремниевых транзисторов. Поэтому в первом приближении можно считать, что напряжение нижнего источника $(-E_{к2})$ приложено к ГСТ, а верхнего $(+E_{к1})$ – к транзистору T_1 (T_2) и резистору $R_к$.

Выбираем для транзисторов T_1 и T_2 рабочую точку с $U_{кэ0} = 3$ В, $I_{к0} = 1$ мА, $U_{б\text{э}0} = 0{,}45$ В. Тогда номинал резистора $R_к$ составляет

$$R_к = \frac{E_{к1} - U_{кэ0}}{I_{к0}} = \frac{6{,}3 - 3}{1} = 3{,}3 \text{ кОм}.$$

В выбранном режиме $h_{11э} = 2$ кОм, $\beta = 35$, тогда

$$I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta} = \frac{1}{35} = 0{,}029 \text{ мА}.$$

Для увеличения $R_{вх}$ и выравнивания токов транзисторов T_1 и T_2 введем резисторы $R'_э$, вносящие местную ООС по току транзисторов. Обычно $R'_э$ выбирают порядка десятков или сотен ом.

Полагаем $R'_э = 40$ Ом, тогда $R_{вх.д} = 2\left[h_{11э} + \frac{R'_э}{2}(\beta + 1)\right] =$

$= 2[2 \cdot 10^3 + 20(35 + 1)] = 5{,}44$ кОм, т. е. $R_{вх} > 5$ кОм.

Для уменьшения токовой составляющей погрешности ДУ в базовую цепь транзистора T_2 включаем резистор $R_б = R_г$. Проверим, обеспечивает ли ДУ требуемое значение $K_{Uд}$. Из выражения (6.2) при несимметричном выходе и $R_н = \infty$

$$K_{Uд} = \frac{1}{2}\frac{\beta R_к}{R_г + R_{вх.пл}} = \frac{1}{2}\frac{35 \cdot 3{,}3}{0{,}1 + 2{,}77} = 20{,}4,$$

что незначительно превышает требуемую величину.

Рассчитаем ГСТ, для чего вначале определим потенциал коллектора транзистора T_3 относительно общей шины:

$$U_{к3} = -\left(I_{б01}R_г + U_{б\text{э}01} + I_{к01}\frac{R'_э}{2}\right) =$$

$$= -(29 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}1 + 0{,}45 + 20 \cdot 1 \cdot 10^{-3}) = -0{,}46 \text{ В}.$$

Следовательно, падение напряжения на транзисторе T_3 и резисторе R_3 составит $E_{к2} - U_{к3} = 6{,}3 - 0{,}46 = 5{,}84$ В.

При работе ДУ для нормального функционирования транзистора T_3 в ГСТ необходимо выполнение неравенств

$$U_{кб3} > 0 \quad \text{и} \quad U_{кб3} \geqslant U_{кэ\,нас}.$$

Выберем потенциал базы транзистора T_3 относительно общей шины $U_{б3} = -4{,}5$ В, что обеспечит $U_{кб3} \cong 4$ В. Тогда падение напряжения U на резисторе R_4 и диоде $Д$ (см. рис. 6.5)

$$U = E_{к2} - U_{б3} = 6{,}3 - 4{,}5 = 1{,}8 \text{ В}$$

и

$$U_{R3} = U - U_{бэ03} = 1{,}8 - 0{,}5 = 1{,}3 \text{ В}.$$

Здесь $U_{бэ03} = 0{,}5$ В при $I_{к03} = I_{к01} + I_{к02} = 2$ мА. Тогда сопротивление резистора R_3

$$R_3 = U_{R3}/I_{к03} = 1{,}3/2 = 0{,}65 \text{ кОм}.$$

Выберем ток делителя R_4, R_5 равным коллекторному току транзистора T_3, т. е. $I_{дел} = 2$ мА. Тогда

$$R_5 = (E_{к2} - U)/I_{дел} = 4{,}5/2 = 2{,}25 \text{ кОм}.$$

Для определения номинала резистора R_4 необходимо прежде выбрать диод $Д$. Целесообразно в качестве диода применить транзистор КТ312А в диодном включении, что обеспечит хорошую температурную компенсацию изменения $U_б$, транзистора T_3 вследствие одинаковых ТКН диода и транзистора T_3. По входной характеристике транзистора КТ312А при $I_э = 2$мА величина $U_д = U_{бэ0} = 0{,}5$ В и поэтому

$$R_4 = \frac{U - U_{бэ0}}{I_{дел}} = \frac{1{,}8 - 0{,}5}{2} = 0{,}65 \text{ кОм}.$$

Рассчитаем коэффициент усиления синфазного сигнала при несимметричном выходе ДУ [выражение (6.5)], имея в виду, что вместо резистора $R_э$ в схеме ДУ с ГСТ следует учитывать сопротивление $R_{вых3}$ транзистора T_3 с введенной отрицательной обратной связью по току через резистор R_3, определяемое по формулам (6.4). При значениях сопротивлений элементов

$$r^*_{к3} = \frac{r_{к3}}{\beta} = \frac{10^6}{35} \text{ Ом}, \quad R_3 = 650 \text{ Ом},$$

$$r_{э3} = \frac{\varphi_т}{I_{э03}} = \frac{25}{2} = 12{,}5 \text{ Ом}, \; r_{б3} = 100 \text{ Ом}$$

и

$$R_4 \parallel R_5 = 2{,}25 \parallel 0{,}65 = 0{,}505 \text{ кОм}$$

получим из (6.4)

$$R_{\text{вых}3} = \frac{10^6}{35}\left[1 + \frac{35(12{,}5 + 650)}{12{,}5 + 650 + 100 + 505}\right] = 550 \text{ кОм}.$$

Тогда

$$K_{U\text{сф. несим}} = \frac{R_к}{2R_{\text{вых}3}} = \frac{3{,}3}{2 \cdot 550} = 3 \cdot 10^{-3}$$

и

$$K_{\text{ос. сф}} = \frac{K_{U\text{д}}}{K_{U\text{сф. несим}}} = \frac{20}{3 \cdot 10^{-3}} = 6{,}6 \cdot 10^3,$$

или

$$K_{\text{ос. сф дБ}} = 76{,}4 \text{ дБ}.$$

Рассчитаем приведенный дрейф ДУ, считая, что температурные приращения $U_{бэ0}$ и $I_{б0}$ транзисторов T_1 и T_2 разнятся на $\pm 5\%$.

Для наихудшего случая, когда отклонения тока и напряжения суммируются, получим из выражения (6.9)

$$e_{\text{др ДУ}}^{\text{вх}} = \frac{U_{\text{см}}}{T} + \frac{dI_{б0\text{разн}}}{dT}\left(\frac{R_э'}{2} + R_г\right) =$$

$$= \frac{0{,}1U_{бэ0}}{T} + b \cdot 0{,}1I_{б0}\left(\frac{R_э'}{2} + R_г\right) =$$

$$= \frac{0{,}1 \cdot 0{,}45}{300} + 0{,}005 \cdot 0{,}1 \cdot 0{,}029(0{,}1 + 0{,}02) \cdot 10^3 = 0{,}17 \text{ мВ/°С}.$$

§ 6.3. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Операционный усилитель (ОУ) представляет собой усилитель электрических сигналов, выполненный в виде интегральной микросхемы с непосредственными (гальваническими) связями и предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схемах с отрицательной обратной связью.

Такой усилитель обладает высоким коэффициентом усиления в полосе частот порядка единиц мегагерц, высоким входным и малым выходным сопротивлением. Для упрощения расчетов схем с использованием ОУ часто прибегают к идеализации его параметров, считая $K_{U\text{ОУ}} = \infty$, $R_{\text{вх ОУ}} = \infty$ и $R_{\text{вых ОУ}} = 0$.

ОУ имеет, как правило, два входа и один выход. Инвертирующий вход обозначают знаком «–»; сигнал, поданный на

этот вход, имеет на выходе противоположную фазу. Неинвертирующий вход обозначается знаком «+». Кроме перечисленных сигнальных выводов ОУ имеет выводы для подключения двух источников питания ($\pm E_п$), для установки нулевого напряжения на выходе при $U_{вх} = 0$, для частотной коррекции и т. д.

В связи с тем что $K_{U\,ОУ}$ достаточно велик ($10^5 - 10^6$), схемы на ОУ работают в линейном режиме только при введении отрицательной обратной связи. При отсутствии отрицательной обратной связи или при введении положительной обратной связи схемы на ОУ обладают нелинейными свойствами и выполняют функции компараторов, генераторов сигналов и т. п.

Параметры ОУ можно разделить на следующие группы.

Входные параметры, определяемые свойствами входного дифференциального каскада:

напряжение смещения нуля $U_{см}$, значение которого определяется неидентичностью напряжений $U_{бэ0}$ транзисторов входного дифференциального каскада, и его температурный дрейф $\Delta U_{см}/\Delta T$;

средний $I_{б0ср}$ и разностный $I_{б0разн}$ входной ток (ток баз транзисторов в режиме покоя входного дифференциального каскада) и температурный дрейф разностного входного тока $\Delta I_{б0разн}/\Delta T$;

максимальное входное дифференциальное $U_{вх.д\,max}$ и синфазное $U_{вх.сф.max}$ напряжения;

входное дифференциальное сопротивление $R_{вх}$, т. е. сопротивление между входами ОУ для малого дифференциального входного сигнала, при котором сохраняется линейность выходного напряжения;

входное синфазное сопротивление $R_{вх.сф}$, т. е. сопротивление, равное отношению напряжения, поданного на оба входа ОУ, к току входов.

Передаточные параметры:

коэффициент усиления по напряжению $K_{U\,ОУ}$, определяемый отношением изменения выходного напряжения к вызвавшему это изменение дифференциальному входному сигналу;

коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос.сф}$, определяемый отношением коэффициента усиления дифференциального сигнала в схеме на ОУ к коэффициенту усиления синфазного сигнала;

частота единичного усилия f_1, т. е. частота, при которой $K_{U\,ОУ} = 1$.

Выходные параметры, определяемые свойствами выходного каскада ОУ:

выходное сопротивление $R_{вых}$;

максимальный выходной ток, измеряемый при максимальном выходном напряжении, или минимальное сопротивление нагрузки $R_{н\,min}$;

максимальное выходное напряжение в диапазоне линейного усиления. Для большинства типов ОУ величина $U_{вых\,max} = 10$ В.

Переходные параметры:

скорость нарастания выходного напряжения $V_{U\,вых}$ – максимальная скорость изменения во времени напряжения на выходе ОУ (В/мкс) при подаче на вход большого сигнала.

Параметры цепи питания:

напряжение питания $\pm E_п$;

потребляемый ток $I_{пот}$.

Операционные усилители, выполняемые в виде монолитных ИМС, можно классифицировать следующим образом.

1. По типу транзисторов, используемых во входных каскадах:

ОУ на биполярных транзисторах, имеющие малое напряжение смещения нуля, но значительные входные токи и сравнительно невысокое входное сопротивление ($\sim 10^6$ Ом);

ОУ с полевыми транзисторами на входе, в которых достигаются высокое входное сопротивление ($\sim 10^9 \div 10^{12}$ Ом) и малые входные токи, но возрастает напряжение смещения нуля.

2. По выходной мощности:

стандартные ОУ, которые отдают в нагрузку с сопротивлением $R_н \geqslant 2$ кОм номинальную выходную мощность ~ 50 мВт;

мощные ОУ с выходной мощностью от единиц до нескольких десятков ватт;

микромощные ОУ, в которых мощность, потребляемая в режиме покоя, очень мала ($\sim 10^{-6}$ Вт).

3. По области применения:

ОУ общего применения, характеризуемые низкой стоимостью, малыми размерами, широким диапазоном напряжения питания, защищенным входом и выходом, не очень высокой частотой f_T;

специальные ОУ, которые, в свою очередь, разделяются на прецизионные, измерительные, электрометрические ОУ и т. п.

Параметры некоторых типов ОУ могут изменяться за счет введения частотной коррекции и токового программирования. Частотная коррекция может быть введена в схему ОУ при его изготовлении. Это так называемые ОУ с внутренней коррекцией. На рис. 6.7 приведена АЧХ ОУ с внутренней коррекцией. Как известно [4], такая форма АЧХ обеспечивает устойчивость схем на ОУ при любом требуемом коэффициенте усиления, что

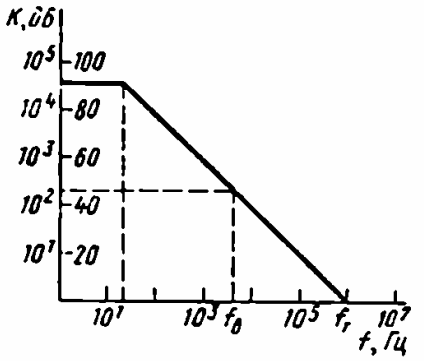


Рис. 6.7

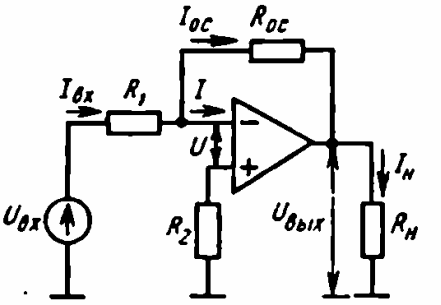


Рис. 6.8

достигается за счет существенного ухудшения частотных свойств ОУ. В случае широкого спектра усиливаемого сигнала частотные свойства ОУ накладывают ограничения на значение коэффициента усиления, который можно получить в схеме усилителя, используя данный ОУ. Например, если верхняя граничная частота сигнала $f_в = 50$ кГц, то максимально возможное усиление в схеме усилителя на ОУ, имеющем АЧХ, приведенную на рис. 6.7, составит 46 дБ. При этом следует иметь в виду, что в диапазоне частот от 25 Гц до 50 кГц глубина F отрицательной обратной связи в схеме усилителя будет уменьшаться и при $f_в = 50$ кГц $F = 1$.

Использование внешних корректирующих элементов позволяет, как правило, обеспечить устойчивую работу ОУ в требуемом диапазоне изменения коэффициента усиления при меньшем ухудшении частотных свойств, но приводит к усложнению схемы усилителя.

При анализе усилительных схем на ОУ обычно принимают следующие упрощающие предположения (при $R_{вх\,ОУ} = \infty$ и $K_{U\,ОУ} = \infty$):

1) входы ОУ не потребляют тока;

2) напряжение между входами ОУ равно нулю. Последнее предположение следует из того, что при $K_{U\,ОУ} = \infty$ напряжение $U_{вых} = K_{U\,ОУ}(U_1 - U_2)$ всегда конечно и по значению меньше напряжения питания $E_п$, что может иметь место только при $U_1 - U_2 = 0$ или $U_1 = U_2$. Здесь U_1, U_2 – напряжения на входах ОУ.

Инвертирующий усилитель (рис. 6.8) представляет собой ОУ, охваченный цепью параллельной отрицательной обратной связи по напряжению на резисторах $R_{ос}$, R_1. Цепи частотной коррекции и установки нуля на рис. 6.8 не показаны. Входной сигнал подан на инвертирующий вход. Неинвертирующий вход заземлен через резистор R_2, сопротивле-

ние которого для снижения величины токового дрейфа выбирается так [3,4]: $R_2 = R_{oc} \parallel R_1$.

Так как неинвертирующий вход ОУ заземлен и разность напряжений между входами равна нулю, то инвертирующий вход тоже имеет нулевой потенциал относительно земли. Поэтому $I_{вх} = U_{вх}/R_1$. Так как входы ОУ не потребляют тока, то $I_{oc} = I_{вх} = U_{вх}/R_1$. Выходное напряжение, т. е. напряжение на выходном выводе относительно общей шины, можно найти как падение напряжения от тока I_{oc} на резисторе R_{oc}, т. е. $U_{вых} = -R_{oc}I_{oc} = -U_{вх}R_{oc}/R_1$.

Отсюда коэффициент усиления инвертирующего усилителя

$$K_{U\,инв} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_{oc}}{R_1}. \tag{6.10}$$

При заданной э.д.с. источника сигнала $E_г$ с внутренним сопротивлением $R_г \neq 0$ формула (6.10) примет вид

$$K_{U\,инв} = \frac{U_{вых}}{E_г} = -\frac{R_{oc}}{R_г + R_1}. \tag{6.10а}$$

Ток выходной цепи ОУ, протекающий через резисторы $R_н$ и R_{oc}, включенные параллельно для приращений тока,

$$I_{вых} = I_н + I_{oc} = \frac{U_{вых}}{R_н} + \frac{U_{вых}}{R_{oc}}. \tag{6.11}$$

Значение выходного тока большинства типов ОУ не должно превышать нескольких миллиампер.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя при идеальном ОУ определяется сопротивлением резистора R_1, т. е. $R_{вх.инв} = R_1$. Выходное сопротивление $R_{вых.инв} = 0$. В случае неидеального ОУ ($R_{вх\,ОУ} \neq \infty$, $K_{U\,ОУ} \neq \infty$) можно получить формулу

$$K_{U\,инв} = \frac{-R_{oc}/R_1}{1 + \dfrac{1}{K_{U\,ОУ}}\left(1 + \dfrac{R_{oc}}{R_1} + \dfrac{R_{oc}}{R_{вх\,ОУ}}\right)}. \tag{6.12}$$

Это выражение позволяет оценить погрешность величины $K_{U\,инв}$ при установке в схему любого ОУ данного типа с учетом разброса значений $K_{U\,ОУ}$ и $R_{вх\,ОУ}$.

Погрешность определяется вторым членом в знаменателе выражения и уменьшается при увеличении $K_{U\,ОУ}$ и $R_{вх\,ОУ}$. Так как величина $K_{U\,ОУ}$ уменьшается с ростом частоты, то погрешность $K_{U\,инв}$ зависит от диапазона частот, в котором работает усилитель, и увеличивается в области высоких частот.

Входное сопротивление усилителя при неидеальном ОУ

$$R_{\text{вх. инв}} = R_1 + \frac{R_{\text{вх ОУ}} R_{\text{ос}}}{R_{\text{вх ОУ}}(1 + K_{U\,\text{ОУ}}) + R_{\text{ос}}}. \qquad (6.13)$$

Выходное сопротивление усилителя в этом случае

$$R_{\text{вых. инв}} = \frac{R_{\text{вых ОУ}}}{F} = \frac{R_{\text{вых ОУ}}}{K_{U\,\text{ОУ}}} K_{U\,\text{инв}}, \qquad (6.14)$$

где $F = K_{U\,\text{ОУ}}/K_{U\,\text{инв}}$ – глубина параллельной отрицательной обратной связи, охватывающей усилитель. Напряжение статической ошибки инвертирующего усилителя на ОУ определяется выражением [6]

$$U_{\text{вых. ош}} = U_{\text{см}}\left(1 + \frac{R_{\text{ос}}}{R_1}\right) + I_{601}\left(1 + \frac{R_{\text{ос}}}{R_1}\right)R_2 - I_{602}R_{\text{ос}}.$$

Если

$$R_2(1 + R_{\text{ос}}/R_1) = R_{\text{ос}}, \text{ т. е. } R_2 = R_{\text{ос}} \parallel R_1, \qquad (6.15)$$

то

$$U_{\text{вых. ош}} = U_{\text{см}}(1 + |K_{U\,\text{инв}}|) + I_{60\,\text{разн}}R_{\text{ос}}. \qquad (6.16)$$

Напряжение ошибки, вызванное влиянием $U_{\text{см}}$ и входными токами ОУ, может быть скомпенсировано (сделано равным нулю) путем введения цепей компенсации ошибки (цепей установки нуля). Схемы установки нуля обычно приводятся изготовителями ОУ в справочных материалах.

Для уменьшения составляющей $U_{\text{вых. ош}}$, вызванной входными токами ОУ, следует выбирать схемы ОУ с полевыми транзисторами на входе и уменьшать номинал резистора $R_{\text{ос}}$, а следовательно, и R_1. Обычно рекомендуют выбирать резистор R_1 из условия, чтобы падение напряжения на нем от среднего входного тока ОУ $I_{60\,\text{ср}} = (I_{601} + I_{602})/2$ было на порядок меньше входного сигнала, т. е. $I_{60\,\text{ср}}R_1 \leqslant 0{,}1U_{\text{вх min}}$.

Изменение напряжения ошибки с температурой представляет собой дрейф усилителя на ОУ. Дрейф выходного напряжения, вызванный изменением температуры на 1 °С, можно найти с учетом выражения (6.16):

$$\frac{\Delta U_{\text{вых. ош}}}{\Delta T} = \frac{\Delta U_{\text{см}}}{\Delta T}(1 + |K_{U\,\text{инв}}|) + \frac{\Delta I_{60\,\text{разн}}}{\Delta T}R_{\text{ос}}, \qquad (6.17)$$

где $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T$ – дрейф напряжения смещения и $\Delta I_{60\,\text{разн}}/\Delta T$ – дрейф разностного входного тока. Эти величины являются параметрами ОУ и приводятся в справочниках.

Дополнительная погрешность усилителя на ОУ создается за счет изменения напряжения питания схемы. Для оценки влия-

ния изменения величины $E_п$ вводят коэффициент ослабления влияния напряжения питания $K_{ОВНП}$, являющийся параметром ОУ и приводимый в справочных данных *. Коэффициент $K_{ОВНП}$ представляет собою отношение изменения напряжения питания $\Delta E_п$ к вызванному им изменению $U_{см}$, выраженное в децибелах, т. е.

$$K_{ОВНП} = 20 \lg \frac{\Delta E_п}{\Delta U_{см}}. \qquad (6.18)$$

Неинвертирующий усилитель (рис. 6.9) представляет собой ОУ, охваченный цепью последовательной отрицательной ОС по напряжению на резисторах $R_{ос}$, R_1. Входной сигнал подан на неинвертирующий вход. Выражение для коэффициента усиления этой схемы можно получить, используя условие равенства напряжений на входах ОУ:

$$U_{вх} = U_{ос} = U_{вых} \frac{R_1}{R_{ос} + R_1}. \qquad (6.19)$$

Отсюда

$$K_{U\,неинв} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_{ос} + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_{ос}}{R_1} = 1 + |K_{U\,инв}|. \qquad (6.20)$$

Поскольку входные токи ОУ равны нулю, наличие резистора $R_г$ (внутреннего сопротивления источника сигнала) не влияет на значение коэффициента усиления схемы.

Для реальных ОУ сопротивления во входных цепях стремятся сделать равными для уменьшения токовой составляющей погрешности [см. выражения (6.15), (6.16)].

Вследствие наличия в схеме неинвертирующего усилителя последовательной отрицательной ОС по напряжению его входное сопротивление возрастает в F раз. При неидеальном ОУ

$$R_{вх.\,неинв} = R_{вх\,ОУ} F = R_{вх\,ОУ} \frac{K_{U\,ОУ}}{K_{U\,неинв}}. \qquad (6.21)$$

Выходное сопротивление определяется формулой (6.14).

Если в схеме рис. 6.9 принять $R_1 = \infty$ и $R_{ос} = 0$, то $K_{U\,неинв} = 1$ и $U_{вых} = U_{вх}$, т. е. имеем повторитель с коэффициентом передачи, равным единице (рис. 6.10).

Для схемы повторителя с коэффициентом усиления

---

* Иногда вместо $K_{ОВНП}$ вводят коэффициент влияния нестабильности источника питания на напряжение смещения, имеющий размерность мкВ/В и показывающий, насколько изменится $U_{см}$ при заданном изменении $E_п$.

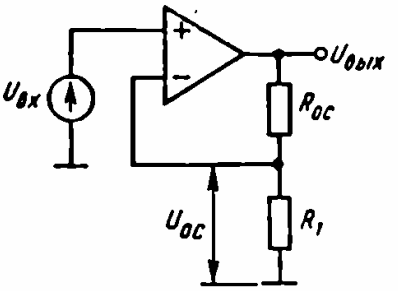


Рис. 6.9

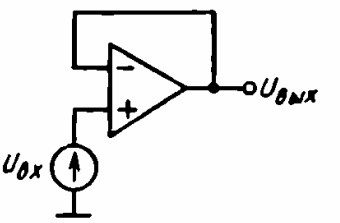


Рис. 6.10

$K_{U\,\text{неинв}} = 1$ глубина обратной связи $\dot{F} = K_{U\,\text{ОУ}}$ и выражения для выходного и входного сопротивлений запишутся в виде

$$R_{\text{вх. повт}} = R_{\text{вх ОУ}} K_{U\,\text{ОУ}}, \tag{6.22}$$

$$R_{\text{вых повт}} = \frac{R_{\text{вых ОУ}}}{K_{U\,\text{ОУ}}}. \tag{6.23}$$

Входное сопротивление повторителя получается чрезвычайно высоким ($\sim 10^{12}$ Ом), однако практически столь высокие значения $R_{вх}$ не достигаются из-за влияния шунтирующего действия утечек и синфазного входного сопротивления ОУ (сопротивления между входами ОУ и землей).

Напряжение статической ошибки в неинвертирующем усилителе по сравнению со схемой рис. 6.8 увеличивается за счет синфазной составляющей $U^{сф}_{вых.ош}$, так как в этой схеме на обоих входах всегда присутствует синфазный сигнал, равный $U_{вх}$.

Величина $U^{сф}_{вых.ош}$ определяется выражением

$$U^{сф}_{вых.ош} = U_{вх} K_{U\,сф} = U_{вх} \frac{K_{U\,\text{неинв}}}{K_{ос.сф}}. \tag{6.24}$$

Разностный усилитель (рис. 6.11) усиливает разность сигналов, приложенных ко входам ОУ. Зная коэффициенты усиления по инвертирующему и неинвертирующему входам, можно получить выражение для выходного напряжения разностного усилителя, используя метод суперпозиции:

$$U_{вых} = -K_{U\,инв} U_{вх1} + K_{U\,\text{неинв}} U_{вх2} \frac{R_3}{R_3 + R_2} =$$

$$= \frac{-R_{ос}}{R_1} U_{вх1} + \frac{R_1 + R_{ос}}{R_1} \frac{R_3}{R_3 + R_2} U_{вх2}.$$

Если $R_2 = R_1$, $R_3 = R_{ос}$ и $R_3/R_2 = R_{ос}/R_1 = m$, то

$$U_{вых} = -mU_{вх1} + \frac{(m+1)m}{m+1} U_{вх2} = m(U_{вх2} - U_{вх1}). \tag{6.25}$$

В разностном усилителе помехи, попадающие или возникающие на его входах, оказываются синфазными сигналами и не усиливаются, так как схема усиливает только разностный сигнал. Для хорошего подавления синфазных сигналов требуется точный подбор резисторов R_1, R_2, R_3 и $R_{ос}$. Способность усиливать полезный сигнал на фоне сильных синфазных помех позволяет применять разностный усилитель в различных измерительных схемах. Если коэффициенты усиления разностного усилителя по инвертирующему и неинвертирующему входам различаются вследствие разброса номиналов резисторов R_1, R_2, R_3 и $R_{ос}$, то напряжение на выходе схемы не будет точно пропорционально разности входных сигналов, а будет определяться выражением

$$\cdot U_{вых} = -m_{инв} U_{вх1} + \frac{(1 + m_{инв})}{(1 + m_{неинв})} m_{неинв} U_{вх2}. \qquad (6.26)$$

В этом случае коэффициент ослабления синфазного сигнала определяется не свойствами самого ОУ, а неточностью установки коэффициента усиления.

Если принять, что коэффициент усиления по инвертирующему входу равен $m_{инв} = m - \frac{1}{2}\Delta m$, а по неинвертирующему $m_{неинв} = m + \frac{1}{2}\Delta m$, то для подсчета $K_{ос.сф}$ можно получить выражение

$$K_{ос.сф} = (1 + m)\frac{m}{\Delta m}. \qquad (6.27)$$

Недостатком разностного усилителя (рис. 6.11) является различное входное сопротивление по инвертирующему и неинвертирующему входам [см. формулы (6.13) и (6.21)], а также трудность регулирования его коэффициента усиления (требуется одновременное изменение двух точно подобранных резисторов).

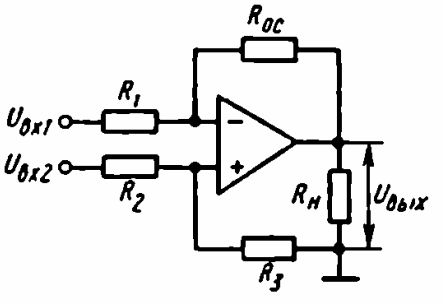


Рис. 6.11

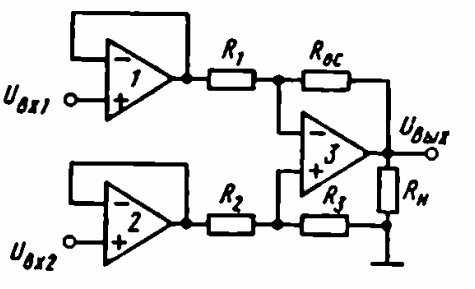


Рис. 6.12

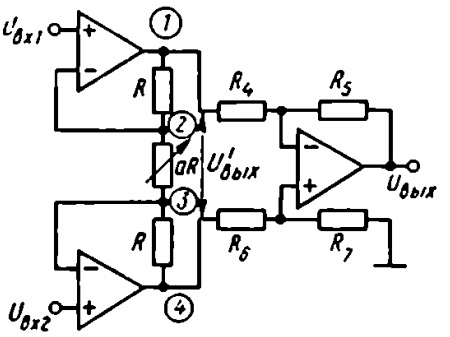


Рис. 6.13

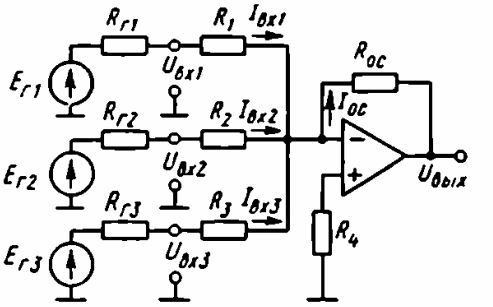


Рис. 6.14

Для устранения различия и увеличения входных сопротивлений применяется схема разностного усилителя, изображенная на рис. 6.12. Здесь на обоих входах усилителя включены повторители на ОУ, обеспечивающие равное и высокое входное сопротивление схемы.

Регулировка усиления при высоком $R_{вх}$ разностного усилителя обеспечивается в схеме на рис. 6.13. Здесь симметричный вход создан двумя неинвертирующими усилителями с регулируемым усилением. Общий коэффициент усиления данной схемы находят по формуле [3, 4]

$$K_{U\,разн} = \frac{U_{вых}}{U_{вх1} - U_{вх2}} = \left(1 + \frac{2}{a}\right)m, \qquad (6.28)$$

где $m = R_5/R_4 = R_7/R_6$, причем $R_4 = R_6$, $R_5 = R_7$. Коэффициент ослабления синфазного сигнала измерительного усилителя по рис. 6.13 определяется выражением [11]

$$K_{ос.сф} = \left(1 + \frac{2}{a}\right)(1 + m)\frac{m}{\Delta m}. \qquad (6.29)$$

Инвертирующий сумматор. Трехвходовой инвертирующий сумматор с усилением суммируемых сигналов изображен на рис. 6.14.

Для входных токов, потребляемых от датчиков входных сигналов, с учетом того, что точка суммирования имеет нулевой потенциал, справедливы выражения $I_{вх1} = U_{вх1}/R_1$; $I_{вх2} = U_{вх2}/R_2$; $I_{вх3} = U_{вх3}/R_3$. Ток цепи обратной связи равен сумме входных токов, т. е. $I_{ос} = I_{вх1} + I_{вх2} + I_{вх3}$. Выходное напряжение сумматора

$$U_{вых} = -I_{ос}R_{ос} = -R_{ос}\left(\frac{U_{вх1}}{R_1} + \frac{U_{вх2}}{R_2} + \frac{U_{вх3}}{R_3}\right). \qquad (6.30)$$

Из этого выражения видно, что усиление по каждому входу можно регулировать, меняя сопротивление входной цепи.

Величину резистора R_4, который включен для снижения токового дрейфа, выбирают из условия $R_4 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_{oc}$ (при $R_{г1} = R_{г2} = R_{г3} = 0$).

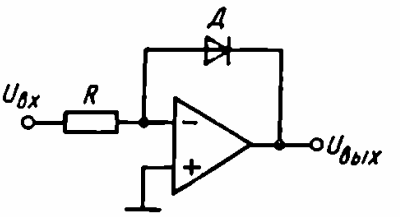


Рис. 6.15

Л о г а р и ф м и р у ю щ и й у с и л и т е л ь (рис. 6.15) позволяет получить выходное напряжение, пропорциональное логарифму входного напряжения. Полярность входного сигнала должна обеспечивать прямое напряжение на диоде в цепи обратной связи.

Используя уравнение ВАХ диода и учитывая, что $U_{диода} = U_{вых}$, можно получить

$$U_{вых} = 2{,}3\varphi_T \lg \frac{U_{вх}}{I_0 R} = a \lg (bU_{вх}), \qquad (6.31)$$

где $a = 2{,}3\varphi_T$, $b = 1/(I_0 R)$. Здесь φ_T – температурный потенциал; I_0 – тепловой ток диода.

Если места включения резистора R и диода в рассматриваемом усилителе переменить, то выходное напряжение будет пропорционально антилогарифму входного сигнала.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

6.3. Рассчитать нормирующий усилитель на основе ОУ типа К140УД1А с коэффициентом передачи $K_U = 10$, работающий на нагрузку с сопротивлением $R_н = 5$ кОм. Входное сопротивление не менее 10 кОм, выходное сопротивление не более 100 Ом. Усилитель работает от источника сигнала с э. д. с. $E_г = 0{,}2$ В и внутренним сопротивлением $R_г = 1$ кОм.

Оценить относительную статическую погрешность и дрейф, приведенный ко входу усилителя, если $\Delta T = 20\,°C$ (от 20 до 40 °C) и нестабильность источников питания $\pm 10\%$.

Р е ш е н и е

Здесь можно использовать инвертирующее включение ОУ (см. рис. 6.8), поскольку требуемое сопротивление $R_{вх}$ невелико. Согласно выражению (6.10а), $K_U = K_{U\,инв} = -R_{oc}/(R_1 + R_г)$. Требуемая величина $R_{вх} = R_1 = 10$ кОм, тогда $R_{oc} = K_{U\,инв}(R_1 + R_г) = 10 \cdot 11 = 110$ кОм. Такая величина сопротивления R_{oc} не приведет к большой погрешности за счет разностного тока и может считаться приемлемой.

Для уменьшения токовой погрешности выбираем резистор R_2 из выражения (6.15): $R_2 = (R_1 + R_г) \parallel R_{oc} \approx 11$ кОм.

Определим выходной ток ОУ согласно формуле (6.11):

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{н}}} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{ос}}} = \frac{0{,}2 \cdot 10}{5} + \frac{0{,}2 \cdot 10}{110} \cong 0{,}42 \text{ мА},$$

что допустимо для ОУ типа К140УД1А. Параметры данного типа ОУ, необходимые для дальнейших расчетов, приведены в справочниках.

Выходное сопротивление усилителя определим из выражения (6.14):

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вых ОУ}} K_{U\text{инв}}}{K_{U\text{ОУ}}} = \frac{700 \cdot 10}{900} = 8 \text{ Ом},$$

что много меньше требуемой величины. Оценим дрейф, приведенный ко входу усилителя, с учетом выражения (6.17):

$$e_{\text{др}}^{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вых. ош}}}{\Delta T K_U} = \frac{dU_{\text{см}}}{dT} + \frac{dI_{\text{60 разн}}}{dT}(R_{\text{г}} + R_1) =$$

$$= 20 \text{ мкВ/°С} + 30 \cdot 10^{-3} \text{ мкА/°С} \cdot 11 \cdot 10^3 \approx 350 \text{ мкВ/°С}.$$

Относительная статическая погрешность усилителя определяется из выражения

$$\delta_{\text{стат}} = \frac{\Delta K_{U\text{инв}}}{K_{U\text{инв}}} + \frac{\Delta U_{\text{вых. ош}}}{K_{U\text{инв}} U_{\text{вх max}}}. \qquad (6.32)$$

Здесь $\Delta K_{U\text{инв}}$ – изменение $K_{U\text{инв}}$ с изменением температуры окружающей среды:

$$\Delta U_{\text{вых. ош}} = \Delta U_{\text{вых. ош}}^{\text{сф}} + \Delta U_{\text{вых. ош}}^{\Delta T} + \Delta U_{\text{вых. ош}}^{\Delta E_{\text{п}}},$$

где $\Delta U_{\text{вых. ош}}^{\text{сф}}$ – изменение выходного напряжения при воздействии синфазного сигнала на входе (в рассматриваемом усилителе $\Delta U_{\text{вых. ош}}^{\text{сф}} = 0$); $\Delta U_{\text{вых. ош}}^{\Delta T}$ – изменение напряжения на выходе усилителя в диапазоне температур ΔT, равное

$$\Delta U_{\text{вых. ош}}^{\Delta T} = e_{\text{др}}^{\text{вх}} \Delta T K_{U\text{инв}} = 0{,}35 \cdot 20 \cdot 10 = 70 \text{ мВ};$$

$\Delta U_{\text{вых. ош}}^{\Delta E_{\text{п}}}$ – изменение выходного напряжения при изменении напряжения питания.

Паспортные данные для ОУ типа К140УД1 таковы: $E_{\text{п}} = \pm 6{,}3$ В и $K_{\text{ОВНП}} = 60$ дБ (10^3). Тогда из выражения (6.18) найдем изменение напряжения смещения $\Delta U_{\text{см}}$ за счет изменения напряжения питания на $\pm 10\%$:

$$\Delta U_{см} = \frac{\Delta E_п}{K_{овнп}} = \frac{0{,}1 \cdot 2 \cdot 6{,}3}{10^3} = 1{,}26 \text{ мВ}$$

и

$$\Delta U_{\text{вых. ош}}^{\Delta E_п} = \Delta U_{см} K_{U\,инв} = 1{,}26 \cdot 10 = 12{,}6 \text{ мВ}.$$

Таким образом, $\Delta U_{вых.\,ош} = 70 + 12{,}6 = 82{,}6$ мВ.

Первое слагаемое в формуле (6.32) определяется температурным градиентом коэффициента усиления ОУ, который составляет обычно

$$\frac{\Delta K_{U\,ОУ}}{K_{U\,ОУ}\Delta T} = (0{,}2 \div 0{,}4)\,10^{-2} \text{ 1/°C}.$$

Выберем $\frac{\Delta K_{U\,ОУ}}{K_{U\,ОУ}\Delta T} = 0{,}4 \cdot 10^{-2}$ 1/°C. При охвате ОУ обратной связью в схеме инвертирующего усилителя при $\Delta T = 20$ °C

$$\frac{\Delta K_{U\,инв}}{K_{U\,инв}} = \frac{\Delta K_{U\,ОУ}\Delta T}{\Delta T K_{U\,ОУ} F} = \frac{0{,}4 \cdot 10^{-2} \cdot 20}{\frac{900}{10}} = 9 \cdot 10^{-4} = 0{,}09\%.$$

Общая статическая погрешность

$$\delta_{стат} = 9 \cdot 10^{-4} + \frac{82{,}6 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 0{,}2} = 0{,}0423, \text{ или } 4{,}23\%.$$

Проведенный расчет показывает, что основной вклад в величину погрешности вносит дрейф разностного входного тока ОУ.

6.4. Неинвертирующий усилитель на основе ОУ типа 140УД6 имеет коэффициент усиления $K_{U\,неинв} = 20$. Сопротивление нагрузки $R_н = 2$ кОм, резисторы цепи обратной связи $R_1 = 10$ кОм, $R_{ос} = 190$ кОм. Усилитель работает от источника сигнала с $E_г = 0{,}05$ В, $R_г = 10$ кОм.

Оценить величину относительной статической погрешности усилителя при изменении температуры от -20 до $+60$ °C и нестабильности источников питания $\pm 1\%$.

Ответ: $\approx 4\%$.

6.5. Инвертирующий усилитель (см. рис. 6.8) с сопротивлениями $R_1 = 10$ кОм и $R_{ос} = 1$ МОм имеет следующие параметры ОУ: $K_{U\,ОУ} = 10^4$, $R_{вх\,ОУ} = 300$ кОм, $R_{вых\,ОУ} = 700$ Ом. Рассчитать величины $K_{U\,инв}$, $R_{вх.\,инв}$ и $R_{вых.\,инв}$ с учетом неидеальных параметров ОУ.

Ответ: $K_{U\,инв} = 99$, $R_{вх.\,инв} = 10{,}1$ кОм; $R_{вых.\,инв} = 7$ Ом.

6.6. Определить погрешность коэффициента усиления $\delta K_{U\,неинв}$ неинвертирующего усилителя (см. рис. 6.9), связанную

с конечным значением коэффициента $K_{ос.сф}$, если $R_1 = 10$ кОм; $R_{ос} = 100$ кОм; $K_{U\,ОУ} = 2000$ и $K_{ос.сф} = 1000$.

Ответ: 1,1 %.

6.7. Инвертирующий усилитель (см. рис. 6.8) имеет сопротивление $R_{ос} = 90$ кОм, $R_1 = 10$ кОм и $R_2 = 9$ кОм. Дрейф напряжения смещения $dU_{см}/dT = 1$ мВ/°С и дрейф разностного входного тока $dI_{бо\,разн}/dT = 1$ нА/°С. Найти напряжения ошибки на выходе усилителя, если температура изменилась на 40 °С.

Ответ: $U_{вых.ош} = 404$ мВ.

6.8. Рассчитать измерительный усилитель на основе ОУ для усиления разностного сигнала с диагонали моста, в одно из плеч которого включен терморезистор (рис. 6.16). При изменении температуры на 20 °С (от 20 до 40 °С) возникает разбаланс моста $\Delta R_x = 5$ Ом. Номиналы резисторов моста $R_{x\,20°C} = R_1 = 100$ Ом; $R_2 = R_3 = 5$ кОм; напряжение питания моста $E_п = 10$ В.

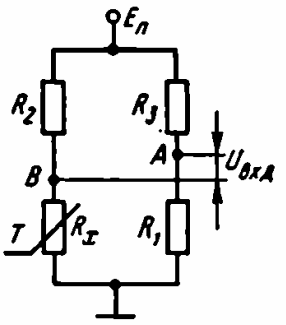


Рис. 6.16

Требуемое значение коэффициента усиления должно регулироваться в пределах от 30 до 50. Входное сопротивление $R_{вх} \geqslant 50$ кОм.

Оценить величину синфазной помехи на выходе усилителя, учитывая разброс номиналов резисторов схемы.

Решение

1. Выбираем схему измерительного усилителя, приведенную на рис. 6.13, поскольку данная схема позволяет обеспечить высокие значения входного сопротивления и регулировку коэффициента усиления с помощью одного переменного резистора. Используем ОУ типа 140УД8 с полевыми транзисторами на входе, что позволит уменьшить погрешность, вызванную разностным входным током.

2. Определим величины дифференциального и синфазного выходных сигналов (рис. 6.16):

$$\Delta U_{вх} = U_{вх.д} = \varphi_A - \varphi_B = E_п\left(\frac{R_1}{R_3 + R_1} - \frac{R_1 - \Delta R_x}{R_2 + R_1 - \Delta R_x}\right) =$$

$$= 10\left(\frac{100}{5100} - \frac{100 - 5}{5100 - 5}\right) = 0{,}01 \text{ В} = 10 \text{ мВ},$$

$$U_{вх.сф} = \frac{\varphi_A + \varphi_B}{2} \cong \frac{1}{2}\,\frac{100 + 95}{510} \cong 190 \text{ мВ}.$$

3. Выберем номиналы резисторов схемы. Для уменьшения влияния входного тока $ОУ_3$ возьмем $R_4 = R_6 = 10$ кОм, $R_5 =$

$= R_7 = 50$ кОм с погрешностью 5%. Это дает значения $m = 5$ и $\frac{\Delta m}{m} = 5\%$. Сопротивление переменного резистора aR определяется требуемой глубиной регулирования коэффициента усиления $K_{U\,\text{разн}}$. Из выражения (6.28) найдем, что при $K_U = 50$ и $m = 5$ величина $a = 0{,}22$; при $K_U = 30$ и $m = 5$ величина $a = 0{,}4$. Если резисторы $R_4 = R_5 = 10$ кОм, то переменный резистор aR следует выбрать с номиналом 4 кОм.

4. Для подсчета $U^{\text{сф}}_{\text{вых. ош}}$ определим $K_{\text{ос.сф}}$ усилителя из выражения (6.29) при $K_U = 50$:

$$K_{\text{ос.сф}} = \left(1 + \frac{2}{a}\right)(1 + m)\frac{m}{\Delta m} = 10 \cdot 6\frac{100}{5} = 1200.$$

Полученный результат показывает, что влияние неидентичности резисторов в схеме проявляется значительно сильнее, чем неодинаковость параметров плеч ДУ в ОУ, так как $K_{\text{ос.сф ОУ}} = 10^4$ и $K_{\text{ос.сф ОУ}} \gg K_{\text{ос.сф}}$ усилителя.

Тогда при максимальном коэффициенте усиления схемы

$$U^{\text{сф}}_{\text{вых. ош}} = U_{\text{вх.сф}} K_{U\,\text{сф}} = U_{\text{вх.сф}} \frac{K_{U\text{д}}}{K_{\text{ос.сф}}} = 190 \cdot \frac{50}{1200} = 7{,}92 \text{ мВ},$$

что при полезном сигнале $U_{\text{вых.д}} = U_{\text{вх.д}} K_{U\text{д}} = 10 \cdot 50 = 500$ мВ дает относительную ошибку измерения в $7{,}92 \cdot 100/500 = 1{,}58\%$.

6.9. Определить, как изменится коэффициент K_U разностного усилителя, собранного по схеме рис. 6.11, если номиналы резисторов $R_{\text{ос}} = R_3$ увеличить вдвое.

Ответ: возрастает в два раза.

6.10. Рассчитать величины $R_{\text{вх. инв}}$ и $R_{\text{вх. неинв}}$ схемы разностного усилителя (см. рис. 6.11), если номиналы резисторов схемы $R_2 = R_1 = 10$ кОм; $R_{\text{ос}} = R_3 = 100$ кОм. Принять $R_{\text{вх ОУ}} = \infty$ и $K_{u\,\text{ОУ}} = \infty$.

Ответ: $R_{\text{вх. инв}} = 10$ кОм, $R_{\text{вх. неинв}} = 110$ кОм.

6.11. Определить выходной ток усилителя на ОУ в схеме, изображенной на рис. 6.11, если сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = 5$ кОм; $R_1 = R_2 = 10$ кОм и $R_3 = R_{\text{ос}} = 50$ кОм; $U_{\text{вх.д}} = 1$ В. Принять $R_{\text{вых ОУ}} = 0$, $K_{u\,\text{ОУ}} = \infty$.

Ответ: 1,1 мА.

6.12. Для схемы разностного усилителя (см. рис. 6.11) определить величину $U_{\text{вых}}$, если $U_{\text{вх1}} = 0{,}2$ В, $U_{\text{вх2}} = -0{,}1$ В, $R_{\text{ос}} = R_3 = 120$ кОм, $R_1 = R_2 = 10$ кОм.

Ответ: $-3{,}6$ В.

6.13. Разностный усилитель (см. рис. 6.11) усиливает сигнал, поступающий с моста (рис. 6.16). Известно, что $U_{\text{вх.д}} = U_{\text{вх2}} -$

$-U_{вх1} = 1$ мВ, $U_A = U_B = 5$ В, $R_3 = R_{ос} = 100$ кОм, $K_{ос\,сф} = 2 \cdot 10^4$, $R_1 = R_2 = 5$ кОм. Определить полное напряжение на выходе ОУ, считая, что резисторы R_3 и $R_{ос}$, R_1 и R_2 одинаковы.

Ответ: $U_{вых} = 25$ мВ.

6.14. Ко входу разностного усилителя на ОУ (см. рис. 6.11) приложен синфазный сигнал с напряжением $U_{вх.сф} = 0{,}5$ В. Измеренное на выходе напряжение составляет при этом 5 мВ. Определить коэффициент ослабления синфазного сигнала, если $R_1 = R_2 = 5$ кОм; $R_{ос} = R_3 = 50$ кОм.

Ответ: 60 дБ.

6.15. Выходное напряжение ОУ ограничивается на уровне ± 10 В. Какое максимальное напряжение $U_{вх}$ можно подать на схему разностного усилителя (см. рис. 6.11), не вызывая ограничения $U_{вых}$? Считать, что $R_1 = R_2 = 5$ кОм, $R_{ос} = R_3 = 50$ кОм.

Ответ: $U_{вх\,max} \leqslant 1$ В.

6.16. Рассчитать инвертирующий сумматор с тремя входами на идеальном ОУ ($K_{U\,ОУ} = \infty$, $R_{вх\,ОУ} = \infty$, $R_{вых\,ОУ} = 0$). Значения ЭДС на входах и внутренние сопротивления источников следующие: $E_{г1} = -2$ В, $E_{г2} = 3$ В, $E_{г3} = 1$ В, $R_{г1} = 0{,}5$ кОм, $R_{г2} = 0$, $R_{г3} = 1$ кОм. Требуемое усиление сигнала по первому входу равно 5, по второму – 2, по третьему – 10. Сопротивление нагрузки $R_н = 5$ кОм.

Решение

Используем схему сумматора, приведенную на рис. 6.14. Усиление схемы по первому входу $K_{U1} = R_{ос}/(R_1 + R_{г1}) = 5$.

Для уменьшения влияния токового дрейфа выберем $R_{ос} = 20$ кОм. Тогда $R_1 = 3{,}5$ кОм. Аналогично находим $R_2 = 10$ кОм, $R_3 = 1$ кОм. Для снижения токового дрейфа вводим резистор $R_4 = R_{ос} \parallel (R_1 + R_{г1}) \parallel R_2 \parallel (R_{г3} + R_3) = 1{,}3$ кОм. Ток, потребляемый от выходной цепи ОУ,

$$I_{вых} = I_{Rос} + I_н = \frac{U_{вых}}{R_{ос}} + \frac{U_{вых}}{R_н},$$

где $U_{вых} = K_{U1}E_{г1} - K_{U2}E_{г2} - K_{U3}E_{г3} = 10 - 6 - 10 = -6$ В. Следовательно,

$$I_{вых} = \frac{-6}{20} + \frac{-6}{5} = -1{,}5 \text{ мА},$$

что допустимо для ОУ любого типа. Значения входных токов

$$I_{вх1} = \frac{E_{г1}}{R_{г1} + R_1} = \frac{-2}{4} = -0{,}5 \text{ мА},$$

$$I_{вх2} = \frac{E_{г2}}{R_{г2} + R_2} = \frac{3}{10} = 0{,}3 \text{ мА},$$

$$I_{вх3} = \frac{E_{г3}}{R_{г3} + R_3} = \frac{1}{2} = 0{,}5 \text{ мА}.$$

6.17. Для инвертирующего сумматора (см. рис. 6.14) рассчитать величины R_1, R_2 и R_3 так, чтобы обеспечить следующую зависимость выходного напряжения: $U_{вых} = -(2U_{вх1} + 3U_{вх2} + 5U_{вх3})$. Сопротивление резистора $R_{ос} = 150$ кОм.

Ответ: $R_1 = 75$ кОм, $R_2 = 50$ кОм, $R_3 = 30$ кОм.

6.18. Как изменится выходное напряжение сумматора из задачи 6.16, если э. д. с. $E_{г3}$ сделать равной нулю?

Ответ: $U_{вых} = 4$ В.

6.19. В схеме на рис. 6.17 использован идеальный ОУ ($K_{U\,ОУ} = \infty$; $R_{вх\,ОУ} = \infty$). Показать, что ток в резисторе $R_н$ для указанных номиналов резисторов определяется по формуле $I_н = U_{вх}/R$, а выходное напряжение $U_{вых} = 2U_н$.

6.20. Для схемы предыдущей задачи определить напряжение $U_н$, если $U_{вх} = 5$ В, $R_н = 5$ кОм и $R = 10$ кОм.

Ответ: $U_н = 2{,}5$ В.

6.21. На вход ОУ типа 140УД6, включенного по схеме повторителя, подается синусоидальный входной сигнал переменной частоты с амплитудой 10 В. Определить предельную частоту входного сигнала, при которой будут отсутствовать искажения выходного напряжения.

Решение

Предельная частота, при которой обеспечивается неискаженное усиление большого сигнала, определяется скоростью нарастания выходного напряжения ОУ $V_{U\,вых}$ и связана с амплитудой $U_{m\,вых}$ следующим соотношением:

$$f_{max} = \frac{V_{U\,вых}}{6{,}28U_{m\,вых}}.$$

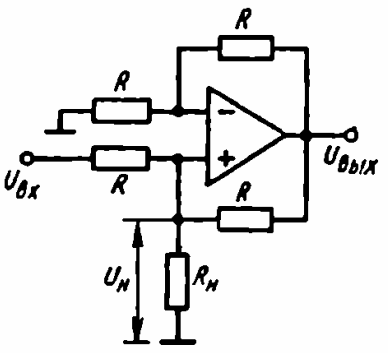


Рис. 6.17

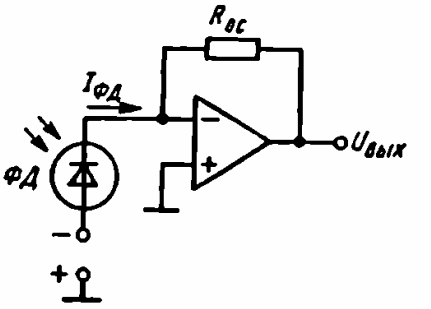


Рис. 6.18

Для ОУ типа 140УД6 $V_{U\,вых} = 2$ В/мкс и максимальная частота

$$f_{max} = \frac{2}{6{,}28 \cdot 10} = 0{,}0314 \text{ МГц}.$$

6.22. ОУ с внутренней коррекцией (см. рис. 6.7) имеет частоту единичного усиления $f_T = 10^6$ Гц и коэффициент усиления на низких частотах $K_{U\,ОУ} = 5 \cdot 10^4$. Определить полосу пропускания Δf усилителя, использующего данный ОУ, если его коэффициент усиления $K_U = 10$.

Ответ: $\Delta f = 10^5$ Гц.

6.23. Между входами ОУ (рис. 6.18) включен фотодиод ФД, ток которого при данной освещенности составляет 5 мА. Какой резистор следует включить в цепь обратной связи, чтобы получить на выходе напряжение $U_{вых} = 5$ В?

Ответ: $R_{ос} = 1$ кОм.

ГЛАВА 7
ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

§ 7.1. РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Избирательные усилители с нагрузкой в виде резонансного LC-контура используют в диапазоне радиочастот для выделения узкополосного сигнала из сложного по спектральному составу входного колебания. На рис. 7.1 изображена схема усилителя с последовательным включением контура. Эквивалентная схема усилителя по переменному току приведена на рис. 7.2, а его амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) – на рис. 7.3. Подобный вид АЧХ определяется частотно-избирательными свойствами параллельного резонансного контура, который характеризуется следующими параметрами: 1) частотой резонанса $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_{кон}}$; 2) волновым (характеристическим) сопротивлением $\rho = \sqrt{L/C_{кон}}$; 3) добротностью $Q = \rho/R$, где R – активное сопротивление потерь в контуре; 4) полосой пропускания $2\Delta f$, измеряемой на уровне 0,707 от резонансного значения напряжения U_m (рис. 7.3).

Полоса пропускания связана с добротностью контура соотношением $Q = f_0/(2\Delta f)$. Добротность усилителя $Q_{экв}$ меньше добротности контура Q, что связано с шунтирующим действием нагрузки и выходного сопротивления усилителя. Вводят

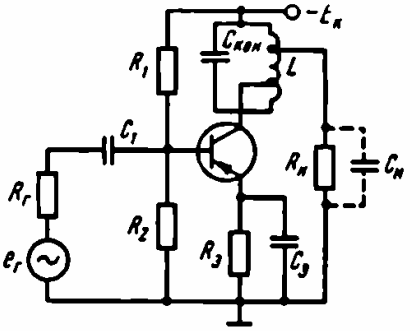


Рис. 7.1

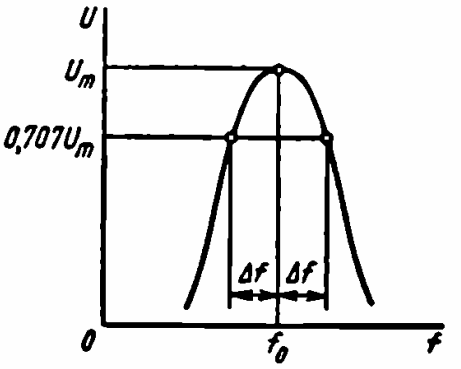


Рис. 7.3

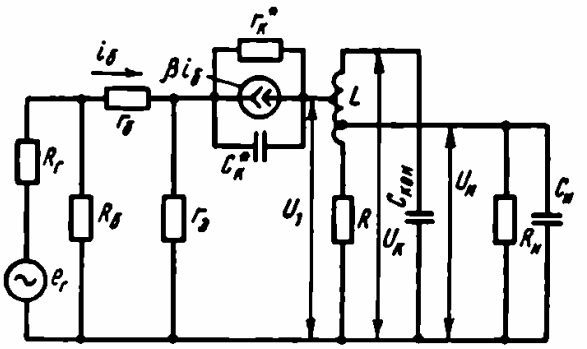


Рис. 7.2

понятие эквивалентного сопротивления контура усилителя $R_{экв}$, которое удовлетворяет соотношению

$$\frac{1}{R_{экв}} = \frac{1}{R_0} + \frac{m_к^2}{R_{вых}} + \frac{m_н^2}{R_н}. \qquad (7.1)$$

Здесь $R_{вых}$ – выходное сопротивление усилителя $[R_{вых} \approx r_к^* = r_к/(1+\beta)]$; $R_н$ – сопротивление нагрузки; $m_к = U_1/U_к$ – коэффициент включения контура к транзистору; $m_н = U_н/U_к$ – коэффициент включения контура к нагрузке; $R_0 = L/(C_{кон}R)$ – резонансное сопротивление контура, где по-прежнему R – сопротивление потерь в контуре. Тогда

$$Q_{экв} = QR_{экв}/R_0.$$

Итак, эквивалентная добротность контура тем меньше, чем сильнее шунтируется контур сопротивлением нагрузки и выходным сопротивлением транзистора.

Влияние паразитных емкостей учитывают, вводя полную емкость контура усилителя $C = C_{кон} + C_{вых}m_к^2 + C_н m_н^2$, где $C_{вых}$ – выходная емкость усилителя $[C_{вых} \approx C_к^* = C_к(1+\beta)]$; $C_н$ – емкость нагрузки. С учетом последнего равенства получим $\omega_0' = 1/\sqrt{LC}$, т. е. в реальном резонансном усилителе за

счет паразитных емкостей несколько изменяется частота резонанса и соответственно добротность при неизменных значениях R и $R_{экв}$:

$$Q'_{экв} = Q'R_{экв}/R, \tag{7.2}$$

где $Q' = \rho'/R$ и $\rho' = \sqrt{L/C}$.

Коэффициент усиления усилителя на резонансной частоте

$$K_{U0} \approx \frac{\beta R_{экв} m_к m_н}{R_г + r_б + r_э(1+\beta)}. \tag{7.3}$$

Величины K_{U0} и $Q_{экв}$ существенно зависят от коэффициентов включения контура $m_к$ и $m_н$; при изменении $m_к$ и $m_н$ может также несколько изменяться и резонансная частота. С уменьшением коэффициентов включения эквивалентная добротность контура увеличивается, повышается избирательность усилителя, но его усиление при этом падает. Варьируя величины $m_к$ и $m_н$, можно обеспечить требуемые параметры усилителя.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

7.1. Рассчитать резонансный усилитель с последовательным включением LC-контура (см. рис. 7.1). Усилитель должен работать от источника сигнала с сопротивлением $R_г = 0{,}1$ кОм на нагрузку с параметрами $R_н = 1$ кОм, $C_н = 100$ пФ и обеспечивать резонансную частоту $f_0 = 500$ кГц, добротность $Q_{экв} \geqslant 35$ и усиление на резонансной частоте $K_{U0} \geqslant 20$.

Решение

1. Выбираем подходящий транзистор по справочнику так, чтобы верхняя граничная частота $f_т \gg f_0$. Таким прибором может быть транзистор типа ГТ305А с частотой $f_т = 150$ мГц.

2. Исходя из характеристик этого транзистора, находим примерное расположение рабочей точки и определяем элементы схемы R_1, R_2, $R_э$, обеспечивающие выбранную рабочую точку.

3. Положим сначала, что коэффициенты включения контура $m_к = m_н = 1$, и определим элементы резонансного контура. Для выбранного транзистора $C_к = 7$ пФ; следовательно, $C_{вых} = C_к^* = C_к(1+\beta) \approx 7 \cdot 30 = 210$ пФ.

Емкость нагрузки, по условию, $C_н = 100$ пФ. Для того чтобы емкости $C_{вых}$ и $C_н$ не влияли на резонансную частоту, выберем $C_{кон} \gg C_{вых} + C_н$. Пусть $C_{ном} = 10000$ пФ, тогда $L = 1/(C_{кон}\omega_0^2) = 1/[C_{кон}(2\pi f_0)^2] = 10$ мкГн.

Известно [10], что для катушки индуктивности небольших размеров в диапазоне частот 0,1 – 1 МГц характерны величины добротностей $Q = 20 \div 100$. Потери в индуктивности контура обычно много больше потерь в емкости, и поэтому доброт-

ность контура определяется добротностью катушки. Выберем $Q_{кат} = 50$, тогда

$$R = \frac{\rho}{Q} = \sqrt{\frac{L}{C_{кон}}} \cdot \frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-6}}{10^4 \cdot 10^{-12}}} \cdot \frac{1}{50} = 0{,}63 \text{ Ом},$$

$$R_0 = \frac{L}{C_{кон} R} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{10^4 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}63} = 1470 \text{ Ом}.$$

4. Определим эквивалентное сопротивление контура из соотношения

$$\frac{1}{R_{экв}} = \frac{1}{R_0} + \frac{m_к^2}{R_{вых}} + \frac{m_н^2}{R_н},$$

где $R_{вых} = r_к/(1 + \beta) \approx 20$ кОм.

Отсюда $R_{экв} = 595$ Ом.

5. Вычислим добротность всего усилителя:

$$Q_{экв} = Q \frac{R_{экв}}{R_0} = 50 \frac{597}{1470} = 20.$$

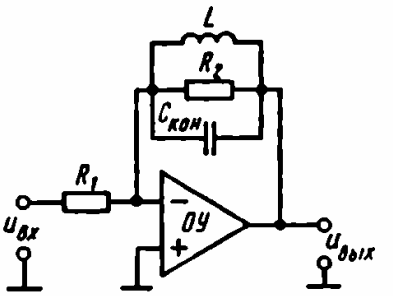


Рис. 7.4

6. Найдем усиление на резонансной частоте:

$$K_{U0} = \frac{\beta R_{экв} m_к m_н}{R_г + r_б + r_э(1 + \beta)} = \frac{30 \cdot 0{,}595}{0{,}1 + 0{,}7} \approx 22.$$

7. Из-за шунтирующего действия нагрузки значение $R_{экв}$ получилось слишком малым. Примем коэффициент включения контура в нагрузку $m_н = 0{,}5$. Тогда пересчитанное значение $R_{экв} = 1{,}08$ кОм; при этом $Q_{экв} = 50 \cdot 1{,}08/1{,}47 = 36{,}5$ и $K_{U0} = 30 \cdot 1{,}08 \cdot 0{,}5/0{,}8 \approx 20$, т. е. требования, сформулированные в условиях задачи, удовлетворены.

7.2. Для условий предыдущей задачи определить коэффициенты включения контура $m_к$ и $m_н$, при которых обеспечивается значение $Q_{экв} = 30$. Определить при этом значение K_{U0}. Принять, что $m_к = m_н$.

Ответ: 0,67; 15,0.

7.3. Выбрать элементы параллельного *LC*-контура, который обеспечивал бы резонансную частоту 100 кГц и полосу пропускания 5 кГц. Принять активное сопротивление потерь в контуре равным 100 Ом.

Ответ: 3,18 мГн; 796 пФ.

7.4. Рассчитать резонансную частоту и коэффициент усиления на резонансной частоте усилителя, изображенного на рис. 7.4, если $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 50$ кОм, $L = 10$ мГн, $C = 1000$ пФ. Считать операционный усилитель идеальным.

Ответ: 50 кГц; 5.

§ 7.2. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ *RC*-УСИЛИТЕЛИ С ЦЕПЯМИ МИНИМАЛЬНОГО ТИПА

Цепями минимального типа будем называть цепи, у которых на частоте настройки, где вносимый угол сдвига фаз равен нулю, коэффициент передачи достигает минимума. На рис. 7.5 представлены АЧХ и ФЧХ цепи минимального типа. Для получения резонансных характеристик обычного вида цепь минимального типа должна быть включена в цепь отрицательной связи достаточно широкополосного усилителя, причем частота настройки цепи минимального типа должна лежать в середине полосы пропускания этого усилителя. На рис. 7.6 показана структурная схема, а на рис. 7.7 – АЧХ избирательного *RC*-усилителя с цепью минимального типа.

На частоте f_0 отрицательная обратная связь фактически отсутствует и коэффициент усиления будет наибольшим. По аналогии с резонансным контуром можно определить эквивалентную добротность $Q_{экв}$ избирательного *RC*-усилителя:

$$Q_{экв} = f_0/(2\Delta f_0). \qquad (7.4)$$

Значение $Q_{экв}$ зависит, во-первых, от значения коэффициента усиления K_0, так как чем больше K_0, тем круче АЧХ усилителя, и, во-вторых, от добротности Q цепи минимального типа. Количественно эту связь можно выразить формулой

$$Q_{экв} \approx QK_0. \qquad (7.5)$$

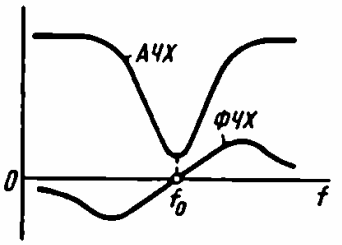


Рис. 7.5

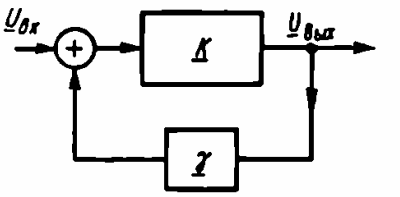


Рис. 7.6

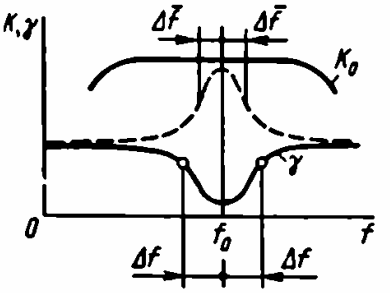


Рис. 7.7

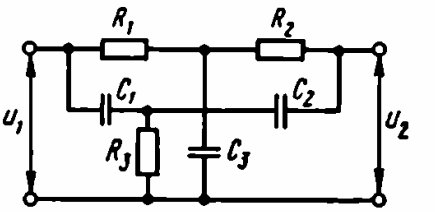


Рис. 7.8

Отсюда следует, что за счет достаточно большого коэффициента усиления можно добиться весьма высокой добротности, т. е. узкой полосы пропускания избирательного *RC*-усилителя.

Среди цепей минимального типа чаще всего используют двойной Т-образный мост (рис. 7.8). Основное его достоинство – добротность, сравнительно высокая для *RC*-цепей. В зависимости от выбора элементов моста возможны следующие случаи: а) на частоте настройки $\gamma > 0$ и $\varphi = 0$, при этом частотные характеристики моста имеют вид, типичный для цепи минимального типа (рис. 7.9); б) на частоте настройки $\gamma > 0$ и $\varphi = \pi$ (рис. 7.10), в этом случае при включении моста в цепь отрицательной обратной связи возможен подъем АЧХ усилителя и даже генерация, так как на частоте настройки обратная связь становится положительной; в) третий, наиболее употребляемый, случай соответствует $\gamma = 0$ на частоте настройки. При этом фаза φ претерпевает разрыв (рис. 7.11). В последнем случае обеспечивается наибольшая добротность избирательного усилителя без опасности самовозбуждения. Подобный режим обеспечивают балансировкой моста. Если мост симметричен, т. е. $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, то условия нулевого баланса, выражения для частоты настройки и добротности моста имеют вид

$$\frac{2C}{C_3} = \frac{R}{2R_3} = n; \quad f_0 = \frac{\sqrt{n}}{2\pi RC}; \quad Q = \frac{\sqrt{n}}{2(1+n)}, \tag{7.6}$$

где n – любое целое положительное число.

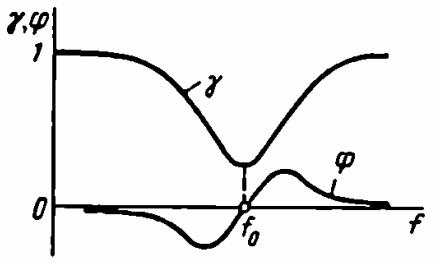


Рис. 7.9

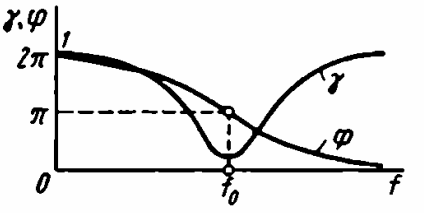


Рис. 7.10

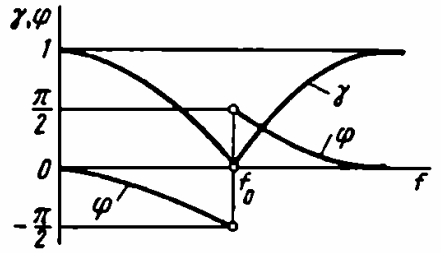


Рис. 7.11

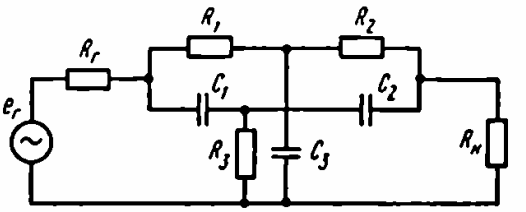


Рис. 7.12

При $n = 1$ получаем условие нулевого баланса $C_3 = 2C$, $R_3 = R/2$, частоту настройки $f_0 = 1/(2\pi RC)$ и максимальную для симметричных мостов добротность $Q = 0{,}25$.

Существенное влияние на работу двойного Т-образного моста оказывают сопротивления нагрузки и генератора сигнала. Идеальные условия создаются при $R_г = 0$ и $R_н = \infty$; при этом мост имеет симметричные характеристики относительно частоты настройки.

Заметим, что возможная несимметрия характеристик моста, как правило, приводит к самовозбуждению избирательного усилителя. Практически условия работы моста можно считать идеальными, если

$$R_{вх.м} \geqslant 100R_г, \tag{7.7}$$

$$R_{вых.м} \leqslant R_н/100. \tag{7.8}$$

На частоте настройки сопротивления $R_{вх.м}$ и $R_{вых.м}$ определяются по одной и той же формуле

$$R_{вх.м} \approx R_{вых.м} \approx \frac{1}{\sqrt{1+n}} R_1. \tag{7.9}$$

Если при сравнении сопротивлений $R_{вх}$ и $R_{вых}$ моста соответственно с сопротивлениями $R_г$ и $R_н$ схемы усилителя оказывается, что они различаются менее чем на два порядка, необходимо создать дополнительные условия, обеспечивающие симметричность характеристик моста. В частности, для схемы на рис. 7.12 условия симметрии будут иметь вид

$$R_1 R_2 = (1+n) R_г R_н, \quad R_1 C_1 = R_2 C_2.$$

Если схема моста симметрична ($R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$), то

$$R_1 = \sqrt{(1+n) R_г R_н}. \tag{7.10}$$

На практике точно выполнить условия нулевого баланса затруднительно из-за разброса реальных значений сопротивлений и емкостей. Это приводит к необходимости оценить отклонения реальной частоты настройки. Пусть f_0 – номинальная (расчетная) частота настройки моста; $\bar{f}_0 = f_0 + \Delta f_0$ – фактическая частота настройки моста с учетом разброса номиналов элементов моста. Тогда

$$\frac{\bar{f}}{f_0} = 1 - \frac{1}{32}\left(24\frac{\Delta R_1}{R_1} + 24\frac{\Delta R_2}{R_2} + 16\frac{\Delta R_3}{R_3} + 24\frac{\Delta C_1}{C_1} + \right.$$

$$\left. + 24\ \frac{\Delta C_2}{C_2} + 16\frac{\Delta C_3}{C_3}\right) =$$

$$= 1 - \frac{3}{4}\left(\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta C_1}{C_1} + \frac{\Delta C_2}{C_2}\right) - \frac{1}{2}\left(\frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta C_3}{C_3}\right), \tag{7.11}$$

где R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3 – номинальные (расчетные) значения резисторов и конденсаторов; ΔR_1, ΔR_2, ΔR_3, ΔC_1, ΔC_2, ΔC_3 – разбросы номинальных значений.

Соответственно коэффициент передачи моста на частоте настройки

$$\bar{\gamma}_0 = \frac{1}{16}\left(\frac{\Delta C_1}{C_1} - \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta C_2}{C_2} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + 2\frac{\Delta R_3}{R_3} - 2\frac{\Delta C_3}{C_3}\right). \tag{7.12}$$

Видно, что из-за разброса параметров коэффициент передачи моста $\bar{\gamma}_0$ не равен нулю. Следовательно, значение Q будет либо меньше, либо больше расчетного. В последнем случае возможно самовозбуждение усилителя. Все это, как правило, приводит к необходимости иметь подстроечный элемент в схеме избирательного усилителя на основе двойного Т-образного моста.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

7.5. Рассчитать избирательный RC-усилитель на основе двойного Т-образного моста в цепи обратной связи по следующим данным: $f_0 = 1$ кГц, $Q_{эк} = 15$, $R_г = 1$ кОм, $R_н = 1$ кОм.

Схема усилителя приведена на рис. 7.13.

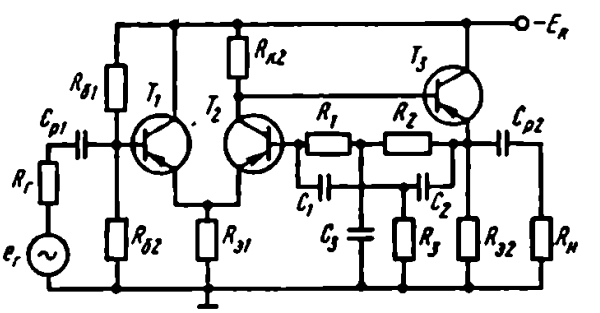


Рис. 7.13

Решение

1. Выбираем из справочника тип транзисторов по верхней граничной частоте $f_т \gg f_0$. Так как $f_0 = 1$ кГц, можно использовать низкочастотные транзисторы МП41А с $f_т = 1$ МГц. Предварительно предположим, что все три транзистора работают с одинаковым режимным током $I_э \approx 1$ мА.

2. Используем симметричный мост, у которого собственная добротность $Q_{RC} = 0{,}25$; для получения величины $Q_{экв} = 15$ требуется коэффициент усиления $K_0 \geqslant \dfrac{Q_{экв}}{Q_{RC}} = 60$.

3. На частоте настройки мост не пропускает сигнал, и поэтому цепь обратной связи разомкнута. При этом схема усилителя по переменному току принимает вид, показанный на рис. 7.14, где $R_{эн} = R_{э2} \parallel R_н$, $R_б = R_{б1} \parallel R_{б2}$, $R_э = R_{э1}$, $R_к = R_{к2}$.

Коэффициент усиления такой схемы рассчитаем следующим образом. Транзисторы T_1 и T_3 включены по схеме ОК, и поэтому $K_{U1} = K_{U3} \approx 1$. Коэффициент усиления каскада на транзисторе T_2 можно оценить по формуле

$$K_{U2} \approx \frac{\alpha_2 R_{к2}}{R_{э1} \parallel R_{вых.\,эт1}},$$

где $R_{вых.\,эт1} = r_{э1} + \dfrac{r_{б1} + R_б \parallel R_г}{1 + \beta_1}$ – выходное сопротивление со стороны эмиттера каскада на транзисторе T_1.

Учитывая, что резистор $R_б$ достаточно высокоомный, и принимая $\beta_1 = 60$, оценим значение $R_{вых.\,эт1} \approx 100$ Ом. Все необходимое усиление в схеме должен обеспечивать каскад на транзисторе T_2, поэтому $K_{U2} \geqslant K_0 = 60$. Выбираем $R_к = R_{к2} = 10$ кОм, что с большим запасом обеспечивает требуемое усиление.

4. Оценим значение сопротивлений генератора и нагрузки для двойного Т-образного моста:

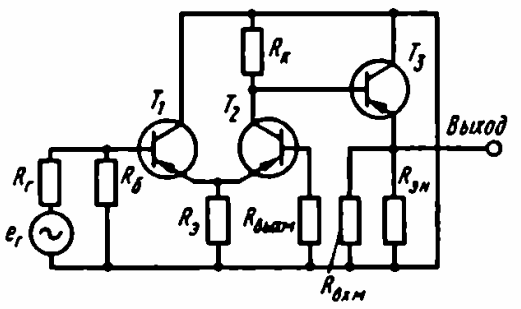


Рис. 7.14

$$R_{гм} = R_{эн} \parallel R_{вых.\,эт3} = R_{эн} \parallel \left[r_{э3} + \frac{r_{б3} + R_{к2}}{1 + \beta_3} \right],$$

$$R_{нм} = R_{вх.т2} \approx \beta_2 (R_{э1} \parallel R_{вых.\,эт1}).$$

Поскольку резисторы $R_{э1}$ и $R_{э2}$ достаточно высокоомные, получим $R_{гм} = 200$ Ом, $R_{нм} = 6$ кОм.

5. Для получения симметричных характеристик двойного Т-образного моста необходимо выполнение двух условий:

$$R_{вх.м} = \frac{1}{\sqrt{1+n}} R_1 \geqslant 100 R_{гм},$$

$$R_{вых.м} = \frac{1}{\sqrt{1+n}} R_1 \leqslant \frac{R_{нм}}{100}.$$

Принимая во внимание реальные величины $R_{гм}$ и $R_{нм}$, видим, что одновременное выполнение обоих неравенств невозможно. Поэтому выбираем резистор R_1 в соответствии с формулой (7.10):

$$R_1 = R_2 = \sqrt{2 R_{гм} R_{нм}} = \sqrt{2 \cdot 0{,}2 \cdot 6} \approx 1{,}5 \text{ кОм}.$$

6. Проведем окончательный расчет схемы по постоянному току. Выбираем напряжение $E_к = -15$ В и режимные токи транзисторов T_1 и T_2 $I_{э1} = I_{э2} = 0{,}5$ мА. Тогда напряжение на коллекторе второго транзистора $U_{к2} = -10$ В. Учитывая, что $U_{бэ1} \approx U_{бэ2} \approx U_{бэ} \approx 0{,}3$ В, найдем напряжение на эмиттере третьего транзистора: $U_{э3} = -9{,}7$ В. Так как ток базы транзистора T_2 протекает по резисторам R_1 и R_2, можно оценить напряжение на базе транзистора T_2: $U_{б2} = -9{,}6$ В. Напряжение на эмиттере транзистора T_2 $U_{э2} = -9{,}3$ В, напряжение $U_{кэ2} = 0{,}7$ В. Таким образом, транзистор T_2 работает в нормальном активном режиме. Зная значение потенциала эмиттеров транзисторов T_1 и T_2, находим сопротивление резистора $R_{э1}$ по следующей формуле:

$$R_{э1} = \frac{U_{э2}}{I_{э1} + I_{э2}} = \frac{9{,}3}{0{,}5 + 0{,}5} \approx 10 \text{ кОм}.$$

Напряжение на базе транзистора T_1 $U_{б1} = -9{,}6$ В. Выбрав ток делителя $R_{б1}$, $R_{б2}$ значительно большим тока базы транзистора T_1, например равным 1 мА, найдем номиналы резисторов $R_{б2} = 10$ кОм и $R_{б1} = 5$ кОм. Напряжение на эмиттере транзистора T_3 $U_{э3} = -9{,}7$ В, поэтому можно выбрать режимный ток транзистора T_3 $I_{э3} = 1$ мА и соответственно номинал резистора $R_{э2} = 10$ кОм.

7. Выбираем остальные элементы двойного Т-образного моста:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_0} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1{,}5 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3} = 0{,}1 \text{ мкФ};$$

$C_2 = C_1$, $C_3 = 2C_1 = 0{,}2$ мкФ, $R_3 = R_1/2 = 750$ Ом.

8. Находим номиналы разделительных конденсаторов, исходя из условий

$$\tau_{p1} = C_{p1}(R_г + R_{вх1}) \gg 1/(2\pi f_0),$$

$$\tau_{p2} = C_{p2}(R_н + R_{вых.\,эт3}) \gg 1/(2\pi f_0),$$

где $R_{вх1} \approx R_{б1} \parallel R_{б2} \parallel (\beta_1 R_{вых.\,эт2})$, $R_{вых.\,эт2} = \dfrac{R_{к2}}{\beta_2}$. Конденсаторы с номиналом $C_{p1} = C_{p2} = 10$ мкФ удовлетворяют указанным условиям.

7.6. Определить полосу пропускания избирательного *RC*-усилителя на основе симметричного двойного Т-образного моста, включенного между выходом и инвертирующим входом операционного усилителя типа 140УД6, если частота настройки моста $f_0 = 10$ кГц.

Ответ: 400 Гц.

7.7. Для избирательного *RC*-усилителя на основе симметричного двойного Т-образного моста с номинальным значением эквивалентной добротности $Q_{эк в} = 10$ найти реальное значение добротности, если номиналы элементов моста имеют следующие разбросы: $\Delta R_1/R_1 = \Delta R_2/R_2 = 0{,}05$; $\Delta R_3/R_3 = -0{,}05$; $\Delta C_1/C_1 = \Delta C_2/C_2 = 0{,}1$; $\Delta C_3/C_3 = 0{,}15$.

Ответ: 5,7.

§ 7.3. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ *RC*-УСИЛИТЕЛИ С ЦЕПЯМИ МАКСИМАЛЬНОГО ТИПА

RC-цепи максимального типа имеют частотные характеристики, показанные на рис. 7.15. Очевидно, что для получения резонансных характеристик обычного вида цепь максимального типа должна быть включена в цепь положительной обратной связи усилителя. При этом коэффициент петлевого усиления $|K\gamma|$ должен быть меньше единицы, что необходимо для предотвращения автоколебаний. На частоте настройки глубина положительной обратной связи наибольшая и, следовательно, усиление резонансного усилителя максимально. На частотах, далеких от f_0, глубина положительной обратной связи будет невелика и усиление резонансного усилителя уменьшается. Эквивалентную добротность такого избирательного усилителя можно оценить по формуле

$$Q_{эк в} \approx Q_{RC} \frac{K_{кр}}{\Delta K_{кр}}, \qquad (7.13)$$

где $K_{кр} = 1/\gamma_0$ – критический коэффициент усиления, при котором усилитель возбуждается; $\Delta K_{кр} = K_{кр} - K$ – разница между

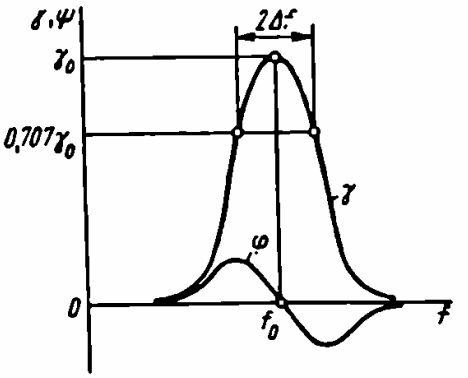


Рис. 7.15

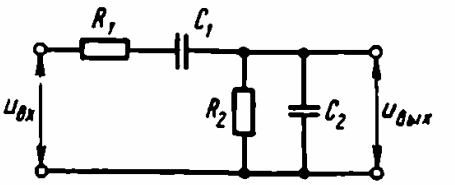


Рис. 7.16

критическим и фактическим коэффициентами усиления; γ_0 – коэффициент передачи цепи максимального типа на частоте настройки.

Как видно из последней формулы, величина $Q_{экв}$ зависит от $\Delta K_{кр}$. Под действием различных факторов величина K может изменяться. Если для получения больших значений $Q_{экв}$ она выбрана слишком близко к $K_{кр}$, то вероятно самовозбуждение усилителя. Поэтому, как правило, значения $Q_{экв}$ ограничены величинами 5 – 10.

Оценим точность, с которой следует реализовать значение K для получения заданного значения точности величины $Q_{экв}$:

$$\frac{\Delta Q_{экв}}{\Delta K} = Q_{RC} K_{кр} \frac{1}{(\Delta K_{кр})^2}. \qquad (7.14)$$

Отсюда

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{\Delta Q_{экв}}{Q_{экв}} \frac{\Delta K_{кр}}{K_{кр}}. \qquad (7.15)$$

Итак, точность поддержания значения K должна быть больше необходимой точности $Q_{экв}$ примерно во столько раз, во сколько добротность $Q_{экв}$ больше добротности Q_{RC}.

Чаще всего в качестве цепей максимального типа используются последовательно-параллельные RC-цепи (рис. 7.16). Эти цепи имеют частотные характеристики, показанные на рис. 7.15. Если ввести обозначения $R_1 = mR_2 = R$, $C_1 = nC_2 = C$, то имеем следующее выражение для частоты баланса, при которой $\varphi = 0$:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}}. \qquad (7.16)$$

Коэффициент передачи цепи обратной связи на этой частоте

$$\gamma_0 = 1/(1 + m + n). \qquad (7.17)$$

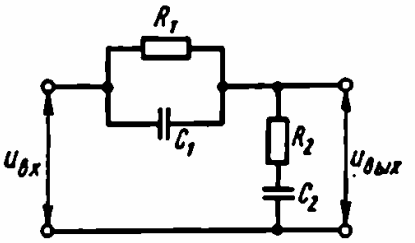


Рис. 7.17

Добротность последовательно-параллельной цепи $Q_{RC} \approx \approx \gamma_0 \sqrt{mn}$.

Как правило, используют схемы, в которых $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, т. е. $m = n = 1$; тогда

$$\left.\begin{aligned} f_0 &= 1/(2\pi RC), \\ \gamma_0 &= 1/3,\ Q_{RC} = 1/3. \end{aligned}\right\} \qquad (7.18)$$

Если выбирать $m > 1$ и $n > 1$, то добротность RC-цепи возрастет, но зато увеличится вносимое ею затухание (т. е. уменьшится γ_0). При $m < 1$ и $n < 1$, наоборот, затухание уменьшается, но уменьшается добротность. Поэтому условие $m = n = 1$ является оптимальным.

Можно использовать также параллельно-последовательные цепи (рис. 7.17), для которых

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{mn}};\ \gamma_0 = \frac{m+n}{1+m+n};\ Q_{RC} = \frac{(1-\gamma_0)^2}{\gamma_0}\sqrt{mn}. \qquad (7.19)$$

При $m = n = 1$ получаем $f_0 = 1/(2\pi RC)$; $\gamma_0 = 2/3$; $Q_{RC} = 1/6$.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

7.8. Рассчитать избирательный усилитель с цепью максимального типа на основе операционного усилителя по следующим данным:

$$Q = 10;\ \Delta Q/Q = 0{,}1;\ f_0 = 10\ \text{кГц};\ U_{\text{вых max}} = 8\ \text{В}.$$

Решение

1. Выбираем тип ОУ. Для предотвращения самовозбуждения резонансного усилителя необходимо обеспечить высокую стабильность коэффициента усиления, что может быть достигнуто использованием глубокой отрицательной обратной связи в ОУ. Поэтому лучше использовать ОУ с внутренней частотной коррекцией. Кроме того, необходимо, чтобы частота единичного усиления $f_т$ была значительно больше f_0, а выходное напряжение – по возможности высоким. Подходящим оказывается ОУ типа 140УД6 с $f_т = 1$ МГц, $U_{\text{вых max}} = 11$ В и внутренней частотной коррекцией.

2. Составим схему избирательного усилителя. На рис. 7.18 показана схема инвертирующего усилителя на основе ОУ. Для

получения избирательной характеристики между выходом ОУ и его инвертирующим входом включена последовательно-параллельная RC-цепь.

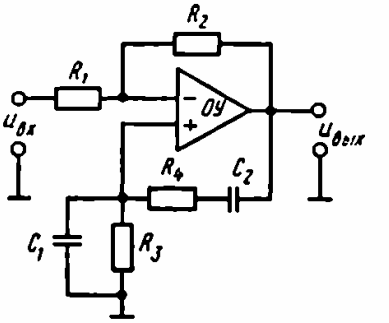


Рис. 7.18

3. По заданной добротности определим величину необходимого усиления инвертирующего усилителя на основе ОУ: $Q_{экв} = Q_{RC}\dfrac{K_{кр}}{\Delta K_{кр}}$; $K_{кр} = 1/\gamma_0$; при $n = m = 1$ имеем $\gamma_0 = 1/3$, $K_{кр} = 3$, $Q_{RC} = 1/3$. Отсюда

$$\Delta K_{кр} = K_{кр} - K = \frac{Q_{RC}K_{кр}}{Q_{экв}} = \frac{(1/3)\cdot 3}{10} = 0{,}1$$

или

$$K = K_{кр} - \Delta K_{кр} = 3 - 0{,}1 = 2{,}9.$$

4. Находим усиление собственно ОУ на частоте настройки $f_0 = 10$ кГц. Учитывая, что частота единичного усиления ОУ типа 140УД6 $f_т = 1$ МГц и наклон АЧХ ОУ с внутренней частотной коррекцией составляет -20 дБ/дек, получаем усиление ОУ, равное 40 дБ (100 раз). Такое собственное усиление ОУ на частоте настройки f_0 позволяет сделать вывод о том, что значение и стабильность коэффициента усиления инвертирующего усилителя будут определяться только значением и стабильностью резисторов R_1 и R_2. Коэффициент усиления

$$K = -R_2/R_1 = -2{,}9.$$

Выбираем $R_1 = 10$ кОм, тогда $R_2 = 29$ кОм. Оценим необходимую точность выбора этих резисторов. Согласно формуле (7.15), имеем

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{\Delta Q_{экв}}{Q_{экв}}\,\frac{\Delta K_{кр}}{K} = 0{,}1\,\frac{0{,}1}{2\cdot 9} \approx 0{,}003.$$

Нетрудно показать, что в данной схеме $\Delta K/K = \Delta R_1/R_1 = \Delta R_2/R_2 = 0{,}003$, т. е. резисторы R_1 и R_2 должны подбираться с очень высокой точностью.

5. Выбираем элементы последовательно-параллельной цепи. Для минимизации ошибки ОУ, вызванной входными токами, необходимо выполнение условия $R_1 \parallel R_2 = R_3 \parallel R_4$.

Так, если $R_3 = R_4 = R$, то $R/2 = R_1 \parallel R_2 = \dfrac{10\cdot 29}{10 + 29} =$

$= 7{,}44$ кОм, отсюда $R_3 = R_4 = 15$ кОм. Из заданного значения f_0 находим значения емкостей $C_1 = C_2 = C$, $f_0 = 1/(2\pi RC)$, отсюда

$$C = \frac{1}{2\pi R f_0} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 10^{-9}\ \Phi = 0{,}001\ \text{мкФ}.$$

7.9. Определить максимальный температурный диапазон работы избирательного усилителя на основе широкополосного усилителя с положительной обратной связью, выполненной в виде последовательно-параллельной RC-цепи. Добротность усилителя $Q_{экв} = 5$, температурная нестабильность коэффициента усиления широкополосного усилителя $\Delta K/(K\,\Delta T) = 0{,}005$ град$^{-1}$.

Ответ: 14 град.

§ 7.4. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Активным фильтром в настоящее время обычно называют схему, состоящую из резисторов, конденсаторов и активных элементов, рассчитанную на пропускание сигналов в определенной полосе частот и подавление сигналов за пределами этой полосы. Характерной особенностью активных фильтров является отсутствие индуктивностей и использование в качестве активных элементов операционных усилителей. Различают фильтры нижних частот (рис. 7.19), верхних частот (рис. 7.20) и полосовые фильтры (рис. 7.21). На этих рисунках сплошными линиями изображены идеальные характеристики фильтров. Пунктирные линии показывают отклонение реальных характеристик от идеальных. Основными параметрами фильтров нижних и верхних частот являются частота среза f_0, коэффициент передачи в полосе пропускания K_0, наклон АЧХ в полосе ограничения n и неравномерность АЧХ в полосе пропускания. Для

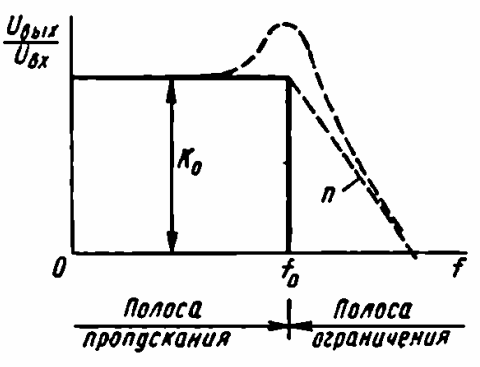


Рис. 7.19

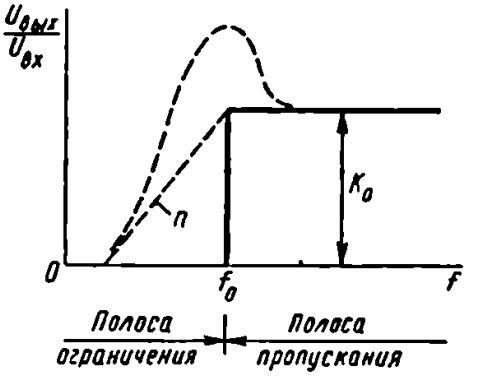


Рис. 7.20

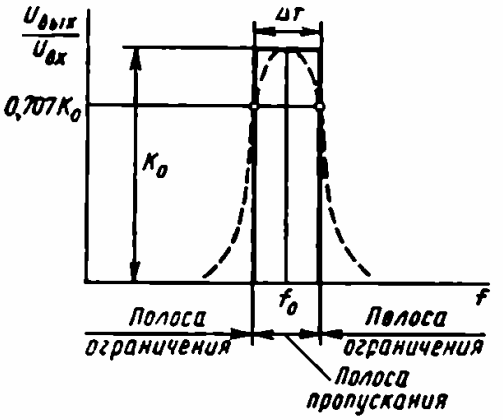


Рис. 7.21

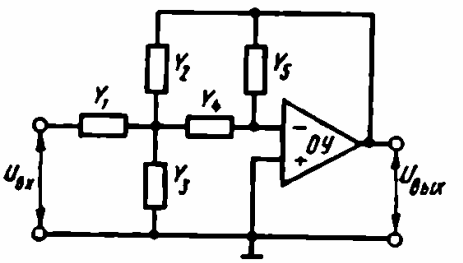


Рис. 7.22

полосовых фильтров по аналогии с избирательными усилителями вводят понятие добротности Q и усиления K_0 на частоте f_0.

Остановимся на наиболее часто используемых схемах активных фильтров. На рис. 7.22 приведена структурная схема фильтра с многопетлевой обратной связью, позволяющая реализовать фильтры нижних и верхних частот второго порядка ($n = 40$ дБ/дек). Каждый пассивный двухполюсный элемент в этой схеме может быть либо резистором, либо конденсатором.

Передаточная функция для данной схемы имеет вид

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-Y_1Y_4}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_2Y_4}. \qquad (7.20)$$

Для того чтобы схема на рис. 7.22 осуществляла фильтрацию нижних частот, передаточную функцию (7.20) необходимо привести к передаточной функции, соответствующей низкочастотному звену второго порядка:

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-H\omega_0^2}{p^2 + \alpha\omega_0 p + \omega_0^2}, \qquad (7.21)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, $H = K_0$.

Сравнивая выражения (7.20) и (7.21), нетрудно заметить, что, для того чтобы числитель не был функцией p, в качестве Y_1 и Y_4 должны использоваться резистивные проводимости; для того чтобы получить член с p^2 в знаменателе, в качестве Y_3 и Y_5 должны использоваться емкостные проводимости; для того чтобы получить в знаменателе член, независимый от p, в качестве Y_2 должна использоваться резистивная проводимость.

Итак, однозначно определяются пассивные элементы схемы на рис. 7.22: $Y_1 = 1/R_1$, $Y_2 = 1/R_2$, $Y_3 = pC_1$, $Y_4 = 1/R_3$, $Y_5 = pC_2$.

Схема полученного фильтра нижних частот приведена на рис. 7.23. Передаточная функция имеет вид

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-1/(R_1R_3)}{p^2C_1C_2 + pC_2(1/R_1 + 1/R_3 + 1/R_2) + 1/(R_2R_3)}. \quad (7.22)$$

Сравнивая последнее выражение с (7.21), получаем соотношения, необходимые для расчета фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_2R_3}}, \quad K_0 = H = -R_2/R_1, \quad n = -40 \text{ дБ/дек},$$

$$\alpha = \frac{R_2R_3 + R_1R_2 + R_1R_3}{R_1}\sqrt{\frac{C_2}{C_1R_2R_3}}. \quad (7.23)$$

В том случае, если $C_1 = C_2 = C$ и $R_2 = R_3 = R$, последние формулы упрощаются:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad K_0 = -\frac{R}{R_1}, \quad \alpha = \frac{2R_1 + R}{R_1}. \quad (7.24)$$

В случае максимально плоской характеристики $\alpha = \sqrt{2}$. Однако для рассматриваемой схемы при $R_2 = R_3 = R$ можно получить $\alpha \geqslant 2$, а при $R_1 = R$ имеем $\alpha = 3$. При таких значениях α АЧХ фильтра не имеет подъемов на частотах, близких к f_0.

Значение $\alpha = \sqrt{2}$ можно получить лишь при $R_1 \neq R_2 \neq R_3$; чтобы каждый раз не решать довольно сложную систему алгебраических уравнений, можно привести ее решение в общем виде. Для этого, задавшись значением емкости C_2, находят вспомогательный коэффициент $K = 2\pi f_0 C_2$ и через него, а также через величины f_0, α и H выражают величины остальных элементов схемы фильтра:

$$C_1 = \frac{4}{\alpha}(H+1)\frac{K}{2\pi f_0}, \quad R_1 = \frac{\alpha}{2HK}, \quad R_2 = \frac{\alpha}{2K}, \quad R_3 = \frac{\alpha}{2(H+1)K}. \quad (7.25)$$

Если поменять местами емкости и сопротивления в схеме на рис. 7.23, то получим фильтр верхних частот, схема которого приведена на рис. 7.24. Передаточная функция для этой схемы

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-p^2C_1C_3}{p^2C_2C_3 + p(C_1/R_2 + C_2/R_2 + C_3/R_3) + 1/(R_1R_2)}. \quad (7.26)$$

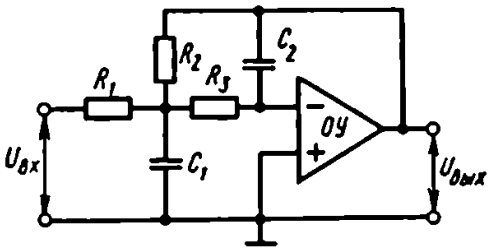


Рис. 7.23

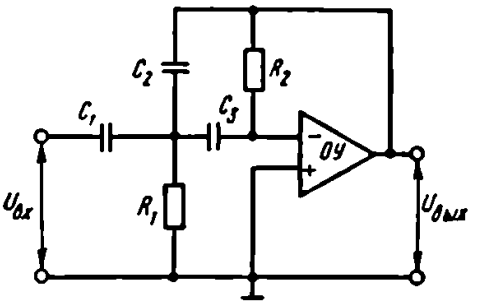


Рис. 7.24

Сравнивая последнее выражение с выражением для высокочастотного звена второго порядка

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-Hp^2}{p^2 + \alpha\omega_0 p + \omega_0^2}, \tag{7.27}$$

получим

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2C_3R_1R_2}}, \quad K_0 = H = -C_1/C_2, \quad n = 40 \text{ дБ/дек},$$

$$\alpha = (C_1 + C_2 + C_3)\sqrt{R_1/(R_2C_2C_3)}. \tag{7.28}$$

В том случае, если $C_2 = C_3 = C$ и $R_1 = R_2 = R$, получим

$$f_0 = 1/(2\pi RC), \quad K_0 = -C_1/C, \quad \alpha = 2 + C_1/C_2. \tag{7.29}$$

Для реализации максимально плоской характеристики ($\alpha = \sqrt{2}$) следует задаться значениями $C_1 = C_3 = C$, вычислить $K = 2\pi f_0 C$ и найти остальные элементы фильтра по следующим формулам:

$$C_2 = \frac{C}{H}, \quad R_1 = \frac{2}{K(2 + 1/H)}, \quad R_2 = \frac{H(2 + 1/H)}{\alpha K}. \tag{7.30}$$

Схема полосового фильтра, построенного на основе рассматриваемой структуры, имеет вид, приведенный на рис. 7.25. Для этой схемы передаточная функция

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-pC_2/R_1}{p^2C_1C_2 + p(C_1/R_3 + C_2/R_3) + (R_1 + R_2)/(R_1R_2R_3)}. \tag{7.31}$$

Сравнивая (7.31) с выражением для полосового звена второго порядка

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-Hp\omega_0}{p^2 + \alpha p\omega_0 + \omega_0^2}, \tag{7.32}$$

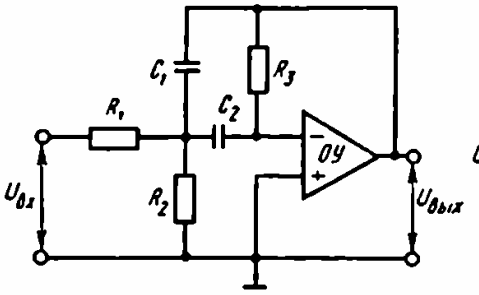


Рис. 7.25

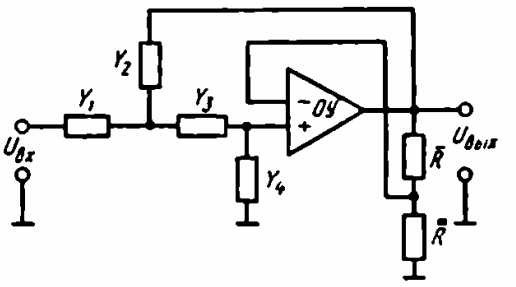


Рис. 7.26

получим

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}},\quad K_0 = \frac{H}{\alpha} = \frac{-R_3 C_2}{(C_1 + C_2)R_1},\qquad (7.33)$$

$$Q = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{C_1 + C_2}\sqrt{\frac{C_1 C_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}}.$$

В том случае, если $C_1 = C_2 = C$ и $R_3 = R_1 \| R_2 = R$, имеем

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC},\quad K_0 = -\frac{R}{2R_1},\quad Q = \frac{1}{2}.\qquad (7.34)$$

Отсюда ясно, что для получения больших значений добротности значения R_1, R_2, R_3 должны быть по возможности разнесены. Порядок расчета фильтра с заданной добротностью таков. Выбираем величину $C_1 = C_2 = C$, определяем коэффициент $K = 2\pi f_0 C$ и находим остальные элементы схемы по формулам

$$R_1 = 1/(HK),\quad R_2 = \frac{1}{(2Q - H)K},\quad R_3 = 2Q/K.\qquad (7.35)$$

На рис. 7.26 приведена структурная схема фильтра на основе усилителя с конечным усилением. В качестве усилителя с конечным усилением используют ОУ с отрицательной обратной связью на резисторах $\bar{R}$ и $\bar{\bar{R}}$. Аналогично первой схеме (см. рис. 7.22), каждый пассивный двухполюсный элемент здесь может быть либо резистором, либо конденсатором. Передаточная функция в общем виде такова:

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\bar{K}\, Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2)(Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4 - \bar{K}\, Y_2 Y_3},\qquad (7.36)$$

где $\bar{K} = 1 + \bar{R}/\bar{\bar{R}}$ – коэффициент усиления усилителя с конечным усилением.

На основании аналогичных рассуждений можно показать, что фильтр нижних частот получается из структурной схемы на

рис. 7.26, если в качестве Y_1 и Y_3 использовать резистивные проводимости, а в качестве Y_2 и Y_4 — емкостные проводимости, т. е. $Y_1 = 1/R_1$, $Y_2 = pC_1$, $Y_3 = 1/R_2$ и $Y_4 = pC_2$. Схема полученного фильтра нижних частот приведена на рис. 7.27. Передаточная функция имеет вид

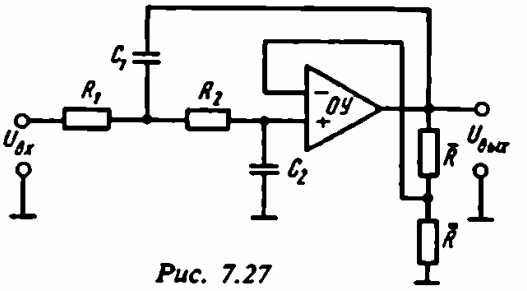


Рис. 7.27

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\bar{K}/R_1R_2}{p^2C_1C_2 + p[(C_2/R_1) + (C_2/R_2) + (C_1/R_2)(1 - \bar{K})] + 1/(R_1R_2)}. \quad (7.37)$$

Сравнивая последнее выражение с (7.21), получаем соотношения, необходимые для расчета фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}, \quad K_0 = H = \bar{K} = 1 + \frac{\bar{R}}{\bar{R}}, \quad n = -40 \text{ дБ/дек}, \quad (7.38)$$

$$\alpha = [(C_2/R_1) + (C_2/R_2) + (C_1/R_2)(1 - \bar{K})]\sqrt{\frac{R_1R_2}{C_1C_2}}.$$

Если $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, последние формулы упрощаются:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR}, \quad \alpha = 3 - \bar{K}. \quad (7.39)$$

Видно, что в фильтре нижних частот по схеме рис. 7.27 при $R_1 = R_2 = R$ можно получить значение $\alpha = \sqrt{2}$, т. е. добиться максимально плоской характеристики. При $\bar{K} \to 3$ значение $\alpha \to 0$, т. е. усиление на частоте f_0 стремится к бесконечности и фильтр возбуждается. Последнее свойство является недостатком рассматриваемой схемы.

Рекомендуется следующий порядок расчета с заданной величиной α. Выбираем значение C_1 и определяем вспомогательный коэффициент $K = 2\pi f_0 C_1$. Затем вычисляем коэффициент $m = \alpha^2/4 + (\bar{K} - 1)$ и находим остальные элементы схемы фильтра:

$$C_2 = mK/(2\pi f_0), \quad R_1 = 2/(\alpha K), \quad R_2 = \alpha/(2mK). \quad (7.40)$$

Сопротивления резисторов $\bar{R}$ и $\bar{\bar{R}}$ выбирают из условий $\bar{R} \parallel \bar{\bar{R}} = R_1 + R_2$ и $1 + \bar{R}/\bar{\bar{R}} = \bar{K}$.

Если поменять местами емкости и сопротивления в схеме на рис. 7.27, то получим фильтр верхних частот, схема которого приведена на рис. 7.28. Передаточная функция этого фильтра имеет вид

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\bar{K}p^2C_1C_2}{p^2C_1C_2 + p[(C_2/R_2) + (C_1/R_2) + (C_2/R_1)(1 - \bar{K})] + 1/(R_1R_2)}. \quad (7.41)$$

Сравнивая это выражение с (7.27), получаем необходимые соотношения для расчета фильтра:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}, \quad K_0 = H = \bar{K} = 1 + \frac{\bar{R}}{\bar{\bar{R}}}, \quad n = 40 \text{ дБ/дек}, \quad (7.42)$$

$$\alpha = [(C_2/R_2) + (C_1/R_2) + (C_2/R_1)(1 - \bar{K})]\sqrt{\frac{R_1R_2}{C_1C_2}}.$$

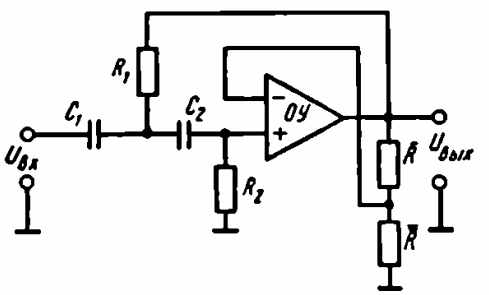


Рис. 7.28

При $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ получаем

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad \alpha = 3 - \bar{K},$$

т. е. такие же выражения, как и для фильтра нижних частот. Чтобы реализовать максимально плоскую характеристику ($\alpha = \sqrt{2}$), выбираем $C_1 = C_2 = C$, определяем величину $K = 2\pi f_0 C$ и находим параметры

$$R_1 = \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(\bar{K} - 1)}}{4K}, \quad R_2 = \frac{4}{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(\bar{K} - 1)}}\frac{1}{K}. \quad (7.43)$$

Полосовой фильтр, построенный по рассматриваемой структурной схеме, приведен на рис. 7.29. Для полосового фильтра

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\bar{K}pC_1/R_1}{p^2C_1C_2 + p[(C_1/R_3) + (C_1 + C_2)/R_1 + \cdots \rightarrow} \cdots \rightarrow$$

$$\rightarrow \cdots \frac{1}{\rightarrow \cdots + (C_2/R_2) + (C_1/R_2)(1-\bar{K})] + (1/R_3)[(R_1+R_2)/(R_1R_2)]}. \tag{7.44}$$

Сравнивая это выражение с (7.32), получаем необходимые для расчета соотношения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_1+R_2}{R_1R_2R_3C_1C_2}},\quad K_0 = \frac{H}{\alpha} = \frac{\bar{K}C_1}{R_1 a},$$

$$Q = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{(R_1+R_2)C_1C_2}{R_1R_2R_3}}\frac{1}{a}, \tag{7.45}$$

где $a = (C_1/R_3) + (C_1 + C_2)/R_1 + (C_2/R_2) + (C_1/R_2)(1 - \bar{K})$.

Из последней формулы следует, что при $\alpha \to 0$ добротность полосового фильтра стремится к бесконечности, т. е. очень сильно зависит от изменений коэффициента $\bar{K}$. Поэтому такая схема используется лишь для фильтров с небольшими значениями добротности $Q \approx 10 \div 15$.

Рекомендуется следующий порядок расчета фильтра при заданной добротности. Выбираем величину C_1 и определяем вспомогательный коэффициент $K = 2\pi f_0 C_1$. Затем вычисляем значения $C_2 = 0{,}5C_1$, $R_1 = 2/K$, $R_2 = 2/(3K)$, $R_4 = 4/K$ и $\bar{K} = (6{,}5 - 1/Q)/3$.

Мерой качества фильтра, т. е. способности сохранять неизменными АЧХ и ФЧХ при различных внешних факторах, является чувствительность его параметров к изменению номиналов пассивных и активных элементов. Обозначим какую-либо функцию фильтра через w, а через x – какой-либо из его параметров, тогда чувствительность определяется следующей формулой:

$$S_x^w = \frac{dw/w}{dx/x}, \tag{7.46}$$

т. е. показывает, во сколько раз относительное изменение функции будет больше относительного изменения параметра. При разработке фильтров стремятся значение чувствительности сделать меньше единицы. Для фильтра нижних частот (см. рис. 7.23) можно выделить функции f_0, K_0 и α, а также параметры R_1, R_2, R_3 и C_1, C_2. Пользуясь формулой чувствительности, нетрудно найти сле-

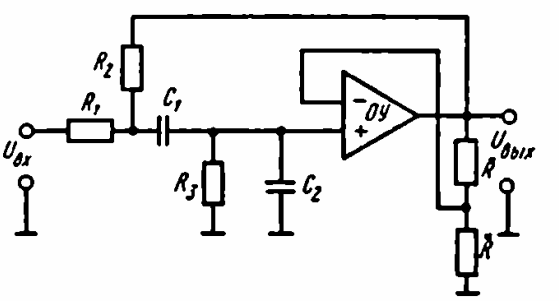


Рис. 7.29

дующие выражения:

$$S^{f_0}_{R2} = S^{f_0}_{R3} = S^{f_0}_{C1} = S^{f_0}_{C2} = -\frac{1}{2};\ S^{K_0}_{R2} = -S^{K_0}_{R1} = 1;\quad S^{\alpha}_{C2} =$$

$$= -S^{\alpha}_{C1} = \frac{1}{2};$$

$$S^{\alpha}_{R1} = \frac{1}{2\pi f_0 \alpha R_1 C_1};\ S^{\alpha}_{R2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi f_0 \alpha R_2 C_1};\ S^{\alpha}_{R3} =$$

$$= \frac{1}{2} - \frac{1}{2\pi f_0 \alpha R_3 C_1}.$$

Аналогично получаются выражения чувствительностей для всех остальных рассматриваемых схем фильтров.

До сих пор при рассмотрении активных фильтров считалось, что параметры ОУ не оказывают влияния на работу фильтра. В действительности при расчете схем фильтров следует учитывать конечные значения $R_{\text{вх ОУ}}$, $R_{\text{вых ОУ}}$ и полосы пропускания ОУ. Так, номиналы резисторов в схемах фильтров должны удовлетворять очевидным неравенствам:

$$R_{\min} \geqslant 10R_{\text{вых ОУ}},\ R_{\max} \leqslant R_{\text{вх ОУ}}/10. \tag{7.47}$$

Номиналы емкостей, с одной стороны, должны быть значительно больше паразитных емкостей в схеме фильтра. С другой стороны, эти емкости не должны быть слишком большими, так как при этом увеличиваются габариты устройства и потери в конденсаторах. Для фильтров нижних частот частота единичного усиления ОУ должна удовлетворять неравенству

$$f_{\text{т ОУ}} \geqslant f_0 K_0; \tag{7.48}$$

для фильтров верхних частот неравенство оказывается еще более жестким:

$$f_{\text{т ОУ}} \geqslant 100 f_0 K_0. \tag{7.49}$$

Для полосовых фильтров можно воспользоваться неравенством (7.48).

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

7.10. Рассчитать фильтр нижних частот с максимально плоской характеристикой по следующим данным: $f_0 = 10$ кГц, $K_0 \geqslant 10$, $n = -40$ дБ/дек.

Решение

1. Выбираем схему фильтра на основе ОУ с многопетлевой обратной связью (см. рис. 7.23), которая может обеспечить заданный наклон АЧХ в полосе ограничения $n = -40$ дБ/дек.

2. Выбираем ОУ по частоте единичного усиления $f_{т\,ОУ} \geqslant f_0 K_0 = 100$ кГц. Для ОУ типа 140УД6 $f_т = 1$ МГц, т. е. последнее неравенство выполняется с запасом. По справочнику, $R_{вх\,ОУ} = 2000$ кОм, $R_{вых\,ОУ} = 200$ Ом, т. е. номиналы резисторов в схеме фильтра должны находиться в пределах от 2 кОм до 200 кОм [см. формулы (7.45)].

3. Задаваясь значением емкости $C_2 = 2200$ пФ, заметим, что выбранная величина существенно больше возможных паразитных емкостей в схеме. Конденсаторы КМ-6 такой емкости обладают малыми габаритами и хорошей стабильностью (группы по ТКЕ П33 и М47).

4. Находим значение вспомогательного коэффициента $K = 2\pi f_0 C_2 = 6{,}28 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 2200 \cdot 10^{-12} = 13{,}8 \cdot 10^{-5}$. Отсюда величина емкости C_1 при $\alpha = \sqrt{2}$

$$C_1 = \frac{4}{\alpha^2}(H + 1) C_2 = \frac{4}{2}(10 + 1) 2200 = 40000 \text{ пФ}.$$

5. Определяем значения резисторов схемы фильтра:

$$R_1 = \frac{\alpha}{2HK} = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot 10 \cdot 13{,}8 \cdot 10^{-5}} = \frac{10^5}{195} \approx 500 \text{ Ом},$$

$$R_2 = \frac{\alpha}{2K} = HR_1 = 5000 \text{ Ом},$$

$$R_3 = \frac{\alpha}{2(H + 1)K} \approx 480 \text{ Ом}.$$

Сопротивления резисторов R_1 и R_3 получились меньше 2 кОм. Поэтому уменьшаем емкость C_2 примерно в четыре раза, получаем $C_2 = 510$ пФ и производим пересчет схемы. Получаем $K = 3{,}2 \cdot 10^{-5}$, $C_1 = 9300$ пФ, $R_1 = 2150$ Ом, $R_2 = 21\,500$ Ом, $R_3 = 2000$ Ом.

6. Проверяем полученное значение частоты среза:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} = \frac{1}{6{,}28\sqrt{9300 \cdot 510 \cdot 21{,}5 \cdot 2}} \approx 10{,}9 \text{ кГц}$$

и коэффициента усиления в полосе пропускания:

$$K_0 = \frac{R_2}{R_1} = 10.$$

7. Обратим внимание на значение входного тока для ОУ типа 140УД6; по справочнику, $I_{вх} = 40$ нА. Подсчитаем величину $U_{вх} = I_{вх}(R_3 + R_1 \| R_2) = 40 \cdot 10^{-9} \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 160$ мкВ. Это напряжение можно скомпенсировать, подключив между неинвертирующим входом ОУ и общей шиной резистор $R_4 \approx 4$ кОм.

7.11. Определить реальную полосу пропускания фильтра верхних частот (см. рис. 7.28), построенного на операционном усилителе типа 140УД6, если коэффициент передачи в полосе пропускания $K_0 = 20$ дБ, а частота среза $f_0 = 10$ кГц.

Ответ: 90 кГц.

7.12. Для фильтра нижних частот по схеме на рис. 7.23 определить относительную нестабильность частоты среза f_0 при изменении окружающей температуры от 20 до 80 °С. Принять ТКС резисторов 10^{-2} 1/град, ТКЕ конденсаторов 10^{-3} 1/град; считать операционный усилитель идеальным.

Ответ: $-0{,}66$.

7.13. Определить добротность полосового фильтра, изображенного на рис. 7.29, если $\bar{R} = 36$ кОм и $\tilde{R} = 10$ кОм. Принять $R_1 = R_2 = R_3 = R$, $C_1 = C_2 = C$.

Ответ: 3,5.

7.14. Для фильтра, изображенного на рис. 7.24, найти коэффициент передачи в полосе пропускания и частоту среза при $R_1 = R_2 = 10$ кОм, $C_1 = 0{,}1$ мкФ и $C_2 = C_3 = 0{,}01$ мкФ.

Ответ: 10; 1,6 кГц.

7.15. Определить максимально достижимую величину частоты среза для фильтра нижних частот (см. рис. 7.23), построенного на основе операционного усилителя с $f_т = 1$ МГц и внутренней частотной коррекцией. Принять $R_1 = 1$ кОм, $R_2 = 100$ кОм.

Ответ: 10 кГц.

7.16. Определить, во сколько раз увеличится отношение сигнал/помеха после прохождения сигнала через фильтр верхних частот (см. рис. 7.28) с частотой среза $f_0 = 1$ кГц. Принять частоту сигнала 10 кГц, а частоту помехи 50 Гц.

Ответ: в 200 раз.

ГЛАВА 8
ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

§ 8.1. КЛЮЧИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Транзисторный ключ – это схема, предназначенная для коммутации цепи нагрузки транзистора при воздействии на него внешних управляющих сигналов.

Транзисторный ключ может находиться в двух стационарных состояниях: разомкнутом, когда транзистор заперт и работает в режиме отсечки тока, и замкнутом, когда транзистор открыт и работает либо в режиме насыщения, либо в активном режиме. Обычно (особенно при больших токах нагрузки) используют насыщенный транзисторный ключ, так как в режиме насыщения на биполярном транзисторе рассеивается меньшая мощность, чем в активном режиме. В насыщенном транзисторном ключе активный режим является переходным от одного стационарного состояния ключа в другое и определяет его быстродействие.

В настоящее время для расчета переходных процессов в ключах на биполярных транзисторах широко применяют метод заряда [13]. Расчет переходных процессов по этому методу заключается в определении закона изменения во времени заряда неосновных носителей тока в базе и установлении связи этого заряда с внешними токами транзистора.

Основные уравнения метода заряда таковы:

$$dQ/dt = I_б - Q/\tau_\beta, \tag{8.1}$$

где Q – заряд неосновных носителей в базе; τ_β – постоянная времени, характеризующая время жизни неосновных носителей в базе; $I_б$ – ток базы;

$$Q = \tau_\beta I_б = \tau_\beta I_к/\beta, \tag{8.2}$$

где $I_к$ – ток коллектора; β – коэффициент усиления по току в схеме ОЭ.

С учетом емкостных токов уравнение (8.1) будет иметь вид

$$\frac{dQ}{dt} = I_б - \frac{Q}{\tau_\beta} - C_э \frac{dU_{эб}}{dt} + C_к \frac{dU_{кб}}{dt}, \tag{8.3}$$

где $C_э$, $C_к$ – барьерные емкости эмиттерного и коллекторного переходов соответственно; $U_{эб}$, $U_{кб}$ – напряжение на переходах.

Решив уравнения (8.1) или (8.3) для конкретных условий и учтя уравнение (8.2), можно найти переходную характеристику $I_к(t)$. Временные диаграммы переключения транзистора в схеме ключа (рис. 8.1, *а*), управляемого от источника с напряжением $E_г$ и внутренним сопротивлением $R_г$, приведены на рис. 8.1, *б*.

В исходном состоянии при $E_г = E_{г2}$ транзистор находится в режиме отсечки. Коллекторный ток в нагрузке $R_к$ определяется начальным током транзистора $I_{к60}$, который настолько мал, что можно принять $I_к(0) \approx 0$.

В момент скачкообразного изменения управляющего напряжения от значения $E_{г2}$ до $E_{г1}$ эмиттерный переход транзистора

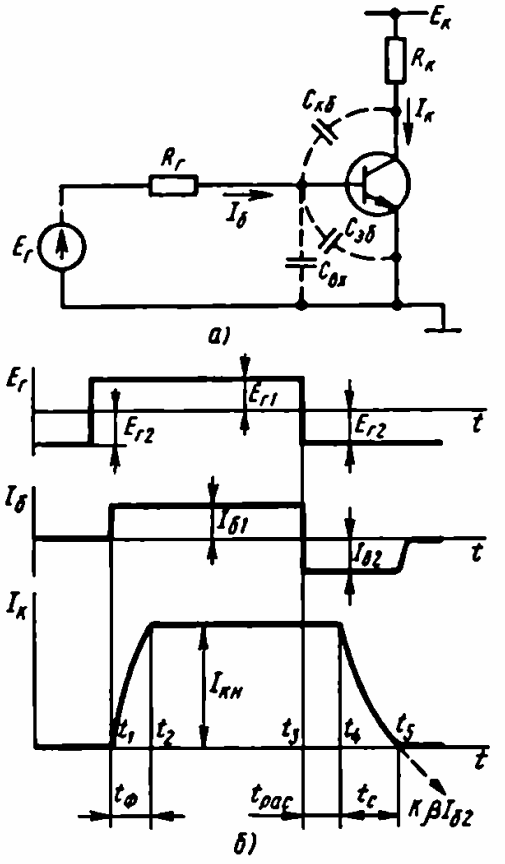


Рис. 8.1

остается закрытым, так как напряжение на барьерных емкостях переходов $C_э$ и $C_к$ мгновенно изменяться не может. Для появления базового тока необходимо, чтобы входная емкость $C_{вх} \approx C_{эб} + C_{кб}$ перезарядилась до некоторого положительного напряжения, называемого пороговым. Обычно для кремниевых транзисторов $U_{пор} = 0{,}6 \div 0{,}8$ В. Полагая, что базовый ток возрастает мгновенно до значения $I_{б1} \approx (E_г - U_{пор})/(R_г + r_б)$, методом заряда можно показать, что ток коллектора изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = \tau_\beta + C_к R_к(\beta + 1)$, стремясь от нуля к значению $I_{б1}\beta$ вследствие возрастания заряда в базе.

Коллекторный ток при конечном сопротивлении резистора $R_к$ может возрасти только до значения $I_{кн} = (E_к - U_{кн})/R_к \approx E_к/R_к$. В этот момент транзистор входит в режим насыщения. Коллекторный ток остается постоянным, а заряд в базе продолжает возрастать до значения $I_{б1}\bar{\tau}_\beta$ ($\bar{\tau}_\beta$ – среднее время жизни носителей в базовом и коллекторном слоях). Происходит накопление неосновных зарядов в базе.

При подаче запирающего тока $I_{б2}$ ток $I_к = I_{кн}$ остается постоянным до тех пор, пока заряд в базе не рассосется до граничного значения. В момент времени t_4 транзистор выходит из режима насыщения и коллекторный ток уменьшается до нуля.

Таким образом, весь процесс переключения транзистора можно разделить на три этапа: формирование фронта $t_ф$ (активный режим транзистора), рассасывание заряда в базе $t_{рас}$ (режим насыщения) и формирование среза коллекторного тока $t_с$ (активный режим).

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

8.1. Определить время задержки выходного сигнала транзисторного ключа (рис. 8.1, *а*) при скачкообразном изменении ба-

зового напряжения от значения $E_{г2} = -2$ В до $E_{г1} = +1$ В. Принять $C_э = C_к = 60$ пФ, $R_г = 5$ кОм, $U_{пор} = 0{,}6$ В.

Ответ:

$$t_{зад} = (r_б + R_г) C_{вх} \ln \frac{|E_{г2}| + E_{г1}}{E_{г1} - U_{пор}} \approx$$

$$\approx (r_б + R_г)(C_к + C_э) \ln \frac{|E_{г2}| + E_{г1}}{E_{г1} - U_{пор}} \approx 0{,}6 \text{ мкс}.$$

8.2. Используя метод заряда, написать уравнения и вывести формулы для определения длительностей фронта и среза выходного импульса, а также времени рассасывания неосновных носителей в базе при скачкообразном изменении напряжения источника входного сигнала в схеме транзисторного ключа (рис. 8.1, *а*) от значения $-E_{г2}$ до значения $+E_{г1}$.

Ответ:

1) $t_ф = \tau \ln [I_{б1}\beta/(I_{б1}\beta - I_{бн}\beta)] = \tau \ln S/(S-1)$, где $\tau = \tau_\beta + C_{кб}R_к(\beta + 1)$, $I_{бн} = I_{кн}/\beta$, $I_{б1} \approx (E_{г1} - U_{бэ})/(R_г + r_б)$, $S = I_{б1}/I_{бн}$;

2) $t_{рас} = \bar{\tau}_\beta \ln \dfrac{(I_{б1} + I_{б2})\beta}{I_{кн} + I_{б2}\beta}$, где $\bar{\tau}_\beta \approx 0{,}5\tau_\beta$, $I_{б2} \approx (E_{г2} - U_{бэ})/(R_г + r_б)$;

3) $t_с = \tau \ln (I_{бн} + I_{б2})/I_{б2}$.

8.3. Используя метод заряда, получить выражения для определения времен фронта, среза и рассасывания носителей в базе при переключении транзисторного ключа (рис. 8.1, *а*) импульсом базового тока. Передний фронт импульса базового тока нарастает по экспоненциальному закону $I_б(t) = I_{б1}(1 - e^{-at})$, а задний спадает по закону $I_б(t)e^{-bt}$ (a, b – некоторые величины, обратные постоянным времени).

Решение

Для отрезка времени $t_ф = t_2 - t_1$

$$I_к(t) = I_{б1}\beta\left(1 - \frac{e^{-at} - a\tau e^{-t/\tau}}{1 - a\tau}\right).$$

Полагая $t \ll 1/a$, $t \ll \tau$, разложим функции e^{-at} и $e^{-t/\tau}$ в степенные ряды и возьмем первые три члена. Тогда после несложных преобразований получим

$$I_к = I_{б1}\beta \frac{at^2}{2\tau}.$$

В момент времени $t = t_2$

$$I_{кн} = I_{б1}\beta \frac{at_ф^2}{2\tau},$$

откуда

$$t_{\Phi} = \sqrt{\frac{2I_{\text{кн}}\tau}{a\beta I_{61}}},$$

или

$$t_{\Phi} = \sqrt{\frac{2\tau}{aS}}.$$

Для отрезка времени $t_{\text{рас}} = t_4 - t_3$

$$Q(t) = \frac{I_{61}\bar{\tau}_{\beta}}{1 - b\bar{\tau}_{\beta}}(e^{-bt} - b\bar{\tau}_{\beta}e^{-t/\bar{\tau}_{\beta}}). \qquad (8.4)$$

Упростим выражение (8.4) при условии $t \ll 1/b$, $t \ll \bar{\tau}_{\beta}$, разлагая функции e^{-bt} и $e^{-t/\bar{\tau}_{\beta}}$ в ряды и ограничиваясь учетом первых трех членов каждого ряда:

$$Q(t) = I_{61}\bar{\tau}_{\beta}[1 - bt^2/(2\bar{\tau}_{\beta})].$$

В момент выхода транзистора из режима насыщения $t = t_4$ имеем

$$Q(t_4) = I_{6\text{н}}\bar{\tau}_{\beta}.$$

Тогда

$$I_{6\text{н}} = I_{61}[1 - bt_{\text{рас}}^2/(2\bar{\tau}_{\beta})].$$

Следовательно,

$$t_{\text{рас}} = \sqrt{\frac{2\bar{\tau}_{\beta}}{b}(1 - 1/S)}.$$

Для отрезка времени $t_{\text{с}} = t_5 - t_4$ получим

$$Q(t) = \frac{I_{6\text{н}}\tau}{1 + b\tau}(e^{-bt} - b\tau e^{-t/\tau}),$$

или приближенно

$$Q(t) = I_{6\text{н}}\tau(1 - bt^2/(2\tau)).$$

При этом заряд в базе уменьшается до нуля. Следовательно, $t_{\text{с}} = \sqrt{2\tau/b}$.

8.4. Определить длительности фронта, среза и рассасывания при переключении транзисторного ключа, нагруженного на *RC*-цепь (рис. 8.2), прямоугольным импульсом напряжения, изменяющимся от значения $E_{\text{г}2} = -2$ В до $E_{\text{г}1} = 1$ В. Внутреннее сопротивление генератора входного сигнала $R_{\text{г}} = 1$ кОм. Исходные данные для расчета: $E_{\text{к}} = 10$ В, $R_{\text{н}} = R_{\text{к}} = 1$ кОм, $C_{\text{н}} = 100$ пФ, тип транзистора МП41.

Решение

Имеем

$$t_{\phi} = \tau' \ln \frac{I_{61}}{I_{61} - I_{6н}},$$

$$t_c = \tau' \ln \left(1 + \frac{I_{кн}}{\beta I_{62}}\right),$$

где $I_{61} \approx E_{г1}/(R_г + r_б)$, $I_{62} = E_{г2}/(R_г + r_б)$; $\tau' = \tau_\beta + [C_к(1 + \beta) + C_н](R_н \parallel R_к)$.

Подставляя исходные данные в вышеприведенные формулы, получим $t_{\phi} \approx 80$ нс, $t_c \approx 60$ нс.

Время рассасывания неосновных носителей

$$t_{рас} = \tau_\beta \ln \frac{(I_{61} + I_{62})\beta}{I_{кн} + I_{62}\beta} \approx 84 \text{ нс}.$$

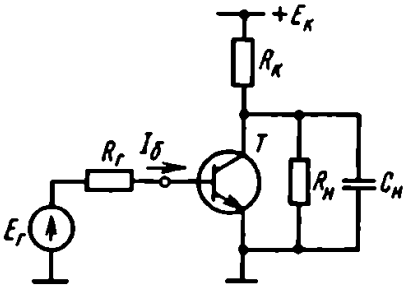


Рис. 8.2

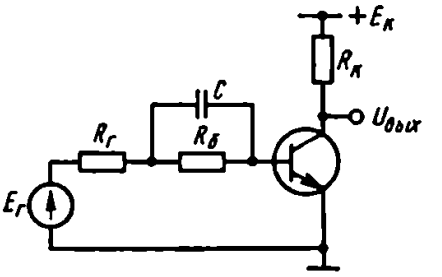


Рис. 8.3

8.5. Рассчитать параметры ключа с ускоряющим конденсатором (рис. 8.3), выполненного на транзисторе типа КТ312, и определить его быстродействие при подаче на вход прямоугольного импульса напряжения. Нижний уровень входного сигнала $E_{г2} = 1$ В, верхний уровень $E_{г1} = +2$ В, сопротивление генератора $R_г = 1$ кОм. Степень насыщения транзистора S не должна превышать значения 4. Принять $\beta_{min} = 80$.

Решение

Исходя из максимально допустимых коллекторных напряжения и тока выбираем $E_к = 10$ В и $I_{кн} = 2$ мА. Тогда $R_к \approx E_к/I_{кн} = 5$ кОм.

Определим ток I_{61}, обеспечивающий заданную степень насыщения транзистора:

$$I_{61} = \frac{SI_{кн}}{\beta_{min}} = 0{,}1 \text{ мА}.$$

Тогда сопротивление резистора в цепи базы R определится из выражения $R_6 = (E_{г1}/I_{61}) - (R_г + r_6) = 3{,}2$ кОм, где r_6 – омическое сопротивление базы. Для маломощных транзисторов $r_6 = 80 \div 150$ Ом.

Запирающий ток базы после подачи напряжения $E_{г2}$

$$I_{62} = E_{г2}/(R_г + r_6).$$

Найдем величину емкости ускоряющего конденсатора из формулы

$$C = \tau_\beta / R_6.$$

Длительность фронта при подаче скачка напряжения $E_{г1}$

$$t_ф = t_c \ln \frac{I_{61}(0)}{I_{61}(0) - I_{кн}/\beta} \approx 0{,}14 \text{ мкс},$$

где $I_{61}(0) = E_{г1}/(R_г + r_6)$ – минимальный ток базы в момент подачи напряжения $E_{г1}$. Предполагаем, что $I_{61}(0)$ мало изменится за время формирования фронта:

$$\tau_c = C[R_6 \parallel (R_г + r_6)] \approx 0{,}2 \text{ мкс}.$$

Так как при подаче напряжения $E_{г2} = -1$ В амплитуда запирающего базового тока в первоначальный момент возрастает, то процессы рассасывания и формирования длительности среза t_c будут также протекать с постоянной времени τ_c, т. е.

$$t_{рас} = \tau_c \ln\left(1 - \frac{SI_{кн}}{\beta(I_{61} + I_{62})}\right),$$

$$t_c = \tau_c \ln \frac{I_{6н} + I_{62}(0)}{I_{62}(0)},$$

где $I_{62}(0) = E_{г2}/(R_г + r_6)$ – максимальный запирающий ток базы.

8.6. Определить сопротивления резисторов R_1, R_2, $R_к$ транзисторного ключа, изображенного на рис. 8.4. Исходные данные: тип транзистора МП41А, напряжение питания $E_к = 10$ В, амплитуда входного и выходного сигналов соответственно $U_{вх} = 3$ В, $U_{вых} \geqslant 8$ В, сопротивление резистора нагрузки $R_н = 3$ кОм, степень насыщения транзистора $S = 3$, температура окружающей среды $t = 20 \div 60\,^\circ$C. Сопротивлением источника входного сигнала $R_г$ можно пренебречь.

Решение

1. Напряжение смещения обеспечивает закрытое состояние транзистора при отсутствии входного сигнала:

$$U_6 = E_{см}\frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_{КБ0max}\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \leqslant 0, \qquad (8.5)$$

где $I_{КБ0max}$ – значение обратного тока транзистора при максимальной температуре. Для транзистора типа МП41А при температуре 60 °С имеем $I_{КБ0max} = 250$ мкА.

Из выражения (8.5) следует, что

$$|E_{см}|/R_2 \geqslant I_{КБ0max}. \qquad (8.6)$$

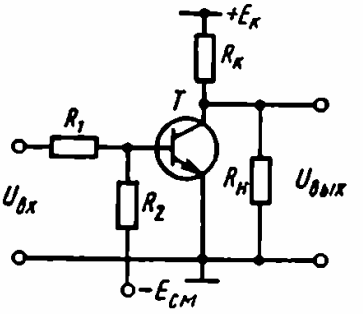


Рис. 8.4

Напряжение смещения выбираем из условия $|E_{см}| = (0{,}1 \div 0{,}3)\,E_к$. Положив $E_{см} = 0{,}2E_к$, из условия (8.6) определим сопротивление резистора R_2:

$$R_2 \leqslant \frac{|E_{см}|}{I_{КБ0max}} = \frac{0{,}2E_к}{I_{КБ0max}} = 8 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R_2 = 4$ кОм.

2. Для закрытого транзисторного ключа можно записать уравнение

$$E_к - U_{вых} = (I_{КБ0} + I_н)\,R_к, \qquad (8.7)$$

где $I_н = U_{вых}/R_н$.

Из (8.7) определяем величину резистора $R_к$, учитывая, что для обеспечения минимального уровня выходного напряжения необходимо брать максимальное значение обратного тока транзистора $I_{КБ0max}$:

$$R_к \leqslant \frac{E_к - U_{вых\,min}}{I_{КБ0max} + (U_{вых\,min}/R_н)} = 0{,}67 \text{ кОм}.$$

3. Для обеспечения заданной степени насыщения транзистора необходим ток базы:

$$I_б = \frac{SE_к}{\beta_{min}R_к} = 1{,}5 \text{ мА}. \qquad (8.8)$$

С другой стороны, полагая, что напряжение на переходах открытого транзистора $U_{бэ} = 0{,}7$ В, имеем

$$I_б = \frac{U_{вх} - U_{бэ}}{R_1} - \frac{E_{см} - U_{бэ}}{R_2}. \qquad (8.9)$$

Подставляя (8.8) в (8.9) и выражая из полученного уравнения параметр R_1, будем иметь

$$R_1 = \frac{U_{вх} - U_{бэ}}{SE_к/(\beta R_к) + (E_{см} - U_{бэ})/R_2} = 2{,}8 \text{ кОм}.$$

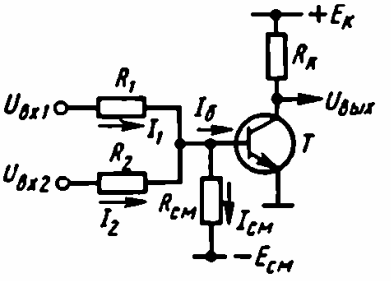


Рис. 8.5

8.7. Определить амплитуду прямоугольного импульса $U_{вх2}$, необходимую для отпирания ключа и насыщения транзистора со степенью $S = 4$, если одновременно с $U_{вх2}$ действует импульс $U_{вх1}$ с амплитудой, равной 1 В (рис. 8.5).

Исходные данные: $E_к = 6$ В, $R_к = 2$ кОм, $E_{см} = -1$ В, $R_1 = R_2 = 1$ кОм, $R_{см} = 0{,}5$ кОм, $\beta_{min} = 27$.

Решение

Определяем базовый ток, необходимый для насыщения транзистора со степенью $S = 4$:

$$I_б \approx \frac{E_к S}{R_к \beta_{min}} = 0{,}45 \text{ мА}.$$

По входной характеристике транзистора $I_б = f(U_{бэ})$ определим падение напряжения на открытом переходе эмиттер – база, соответствующее току $I_б = 0{,}45$ мА, $U_{бэ} = 0{,}6$ В.

На основании закона Кирхгофа

$$I_б = I_1 + I_2 - I_{см} = \frac{U_{вх1} - U_{бэ}}{R_1} + \frac{U_{вх2} - U_{бэ}}{R_2} - \frac{E_{см} + U_{бэ}}{R_{см}},$$

откуда

$$U_{вх2} = \left(I_б + \frac{E_{см} + U_{бэ}}{R_{см}} - \frac{U_{вх1} - U_{бэ}}{R_1}\right) R_2 + U_{бэ} = 3{,}75 \text{ В}.$$

8.8. Можно ли использовать транзистор типа ГТ308А в схеме транзисторного ключа (рис. 8.1, *а*) с параметрами $R_к = 630$ Ом, $E_к = -28$ В?

Ответ: нельзя.

8.9. На входе схемы (рис. 8.1, *а*) действует периодическая последовательность прямоугольных положительных импульсов напряжения с амплитудой $E_{г1} = 3$ В. Выйдет ли из строя транзистор типа КТ306А в схеме рис. 8.1, *а*, если случайно замкнуть накоротко резистор $R_к$? Параметры схемы $E_к = 5$ В, $R_г = 1$ кОм. Падение напряжения на открытых переходах транзистора $U_{бэ} = U_{бк} = 0{,}8$ В. Температура окружающей среды 20 °С.

Ответ: транзистор останется работоспособным.

8.10. На вход схемы рис. 8.1, *а* поступает последовательность прямоугольных импульсов, максимальные и минимальные значения которых равны $E_{г1} = 2$ В, $E_{г2} = -1$ В. Определить амплитуду выходных импульсов в двух случаях: а) $R_г = 10$ кОм, б) $R_г = 100$ кОм. Остальные параметры

схемы: $E_к = 8$ В, $R_к = 2$ кОм. Тип транзистора КТ312Б. Падение напряжения на открытых переходах транзистора $U_б \approx U_{бк} = 0{,}6$ В, на насыщенном транзисторе $U_{кн} = 0{,}2$ В. Температура окружающей среды 20 °С.

Ответ: а) ~ 7,7 В, б) ~ 1,3 В.

8.11. Как изменится амплитуда выходного напряжения в схеме транзисторного ключа (см. рис. 8.1, *а*) при повышении температуры окружающей среды? Принять $U_{кн} = \text{const}$.

Ответ: уменьшится.

8.12. Какая мощность расходуется в транзисторном ключе (см. рис. 8.2): а) в открытом; б) в закрытом состояниях? Параметры ключа: $E_к = 5$ В, $R_к = 1{,}2$ кОм, $U_{кн} = 0{,}2$ В, $I_{к60} = 10$ мкА.

Ответ: а) 20 мВт, б) 50 мкВт.

8.13. Выйдет ли из строя транзистор типа КТ316В в схеме транзисторного ключа (см. рис. 8.1, *а*), если параллельно резистору $R_к = 1$ кОм подключить нагрузочный резистор $R_н = 560$ Ом? Остальные параметры схемы: $E_к = 18$ В, амплитуда отпирающего тока базы $I_{б1} = 1$ мА.

Ответ: транзистор выйдет из строя.

8.14. Резистор $R_б = 2$ кОм в базовой цепи транзистора (см. рис. 8.3) зашунтировали конденсатором C. Во сколько раз изменится при этом амплитуда базового тока при действии на входе схемы однополярного положительного прямоугольного импульса $E_{г1} = 2$ В? Сопротивление генератора $R_г = 1$ кОм, падение напряжения $U_б = 0{,}8$ В. Входная емкость транзистора мала по сравнению с емкостью конденсатора C.

Ответ: амплитуда базового тока увеличится в три раза.

§ 8.2. МДП-ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

Известны три разновидности МДП-транзисторных ключей: с резистивной нагрузкой, с динамической (транзисторной) нагрузкой и комплементарные (на транзисторах с каналами противоположного типа проводимости). В данном разделе рассмотрен только первый тип ключей. Два других типа ключей используются главным образом в составе интегральных схем и будут рассмотрены в § 9.2.

Схема МДП-транзисторного ключа с резистивной нагрузкой показана на рис. 8.6. Для запирания ключа на затвор подают напряжение $E_{з.выкл} < U_0$, где U_0 – пороговое напряжение; для отпирания следует подать напряжение $E_{з.вкл} > U_0$ (обычно в логических схемах $E_{з.выкл} = 0$, $E_{з.вкл} = E_с$). Выходные вольт-амперные характеристики ключа приведены на рис. 8.7. Слева от штриховой линии $U_{си} = U_{зи} - U_0$ расположена крутая область

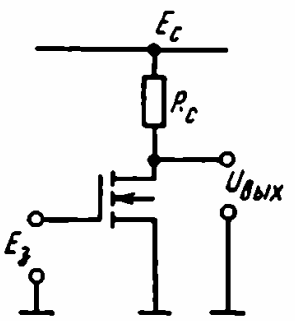


Рис. 8.6

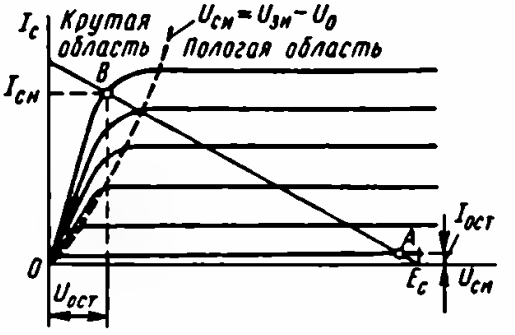


Рис. 8.7

характеристик, справа располагается пологая область (здесь $U_{си}$ – напряжение между стоком и истоком, $U_{зи}$ – напряжение между затвором и истоком). В крутой области ток стока определяется выражением

$$I_c = b\left[(U_{зи} - U_0)\,U_{си} - \frac{1}{2}U_{си}^2\right]. \tag{8.10}$$

В пологой области ток стока

$$I_c = \frac{b}{2}(U_{зи} - U_0)^2. \tag{8.11}$$

Здесь $b = \mu C_0 \dfrac{w}{L}$ – удельная крутизна, где μ – подвижность носителей заряда в канале, C_0 – удельная емкость подзатворного диэлектрика, w – ширина канала, L – длина канала.

В выключенном состоянии (точка A на рис. 8.7) ключ характеризуется остаточным током $I_{ост}$, во включенном состоянии (точка B) – остаточным напряжением $U_{ост}$.

В выключенном состоянии типичная величина $I_{ост}$ составляет $10^{-9} - 10^{-10}$ А. Во включенном состоянии ключа ток стока насыщения $I_{си}$ определяется внешними элементами схемы:

$$I_{си} = (E_c - U_{ост})/R_c \approx E_c/R_c. \tag{8.12}$$

При малых $U_{си}$ пренебрежем вторым членом $\dfrac{1}{2}U_{си}^2$ в формуле (8.10). Дифференцируя это выражение, находим

$$r_к = \frac{1}{dI_c/dU_{си}} = \frac{1}{b(U_{зи} - U_0)}. \tag{8.13}$$

Полагая $U_{зи} = E_{вкл}$, находим

$$U_{ост} = I_{си} r_к = \frac{E_c}{R_c b (E_{з.вкл} - U_0)}. \tag{8.14}$$

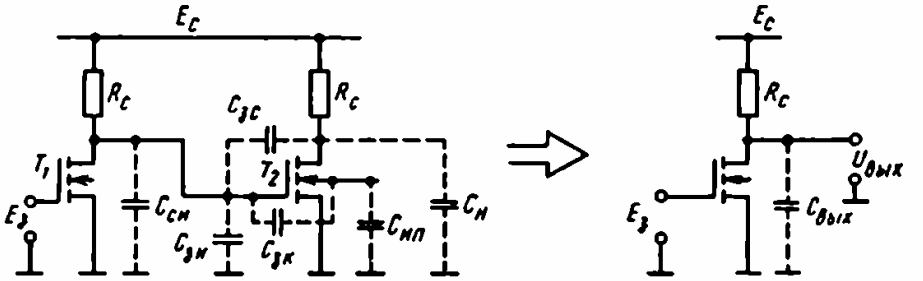


Рис. 8.8

Быстродействие МДП-транзисторных ключей обусловлено главным образом временем перезаряда паразитных емкостей. Паразитные емкости МДП-транзисторного ключа показаны на рис. 8.8, где схема ключа на транзисторе T_1, нагруженного на аналогичный ключ T_2, заменена эквивалентной схемой с одной суммарной емкостью:

$$C_{вых} = C_{сп} + C_м + C_{зк} + C_{зи} + C_{зс}K_U. \qquad (8.15)$$

Здесь $C_{сп}$ – емкость p-n-перехода сток – подложка; $C_м$ – монтажная емкость проводников; $C_{зк}$ – емкость затвор – канал; $C_{зи}$ – емкость затвор – исток; $C_{зс}$ – емкость затвор – сток; K_U – коэффициент усиления второго ключа при его работе в активном режиме.

Длительность включения $t_{вкл}$ ключа с резистивной нагрузкой можно определить по формуле

$$t_{вкл} = 1{,}5\frac{E_c C_{вых}}{I_c(0)}, \qquad (8.16)$$

где

$$I_c(0) = \frac{b}{2}(E_{з.вкл} - U_0)^2.$$

Длительность выключения определяют по формуле

$$t_{выкл} = 2{,}2R_c C_{вых}. \qquad (8.17)$$

Основным путем увеличения быстродействия ключа является уменьшение емкости $C_{вых}$. При заданной емкости быстродействие можно увеличить путем увеличения рабочего тока $I_c(0)$, в частности путем уменьшения напряжения U_0.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

8.15. Определить крутизну МДП-транзистора в схеме ключа с резистивной нагрузкой, необходимую для получения остаточного напряжения $U_{ост} = 0{,}1$ В, при следующих параметрах

схемы: $E_c = E_{з.вкл} = 30$ В, $R_c = 100$ кОм, пороговое напряжение $U_0 = 5$ В.

Решение

Определим удельную крутизну МДП-транзистора, воспользовавшись выражением (8.14):

$$b = \frac{E_c}{U_{ост} R_c (E_{з.вкл} - U_0)} = \frac{30}{0{,}1 \cdot 100 \cdot 10^3 (30 - 5)} = 0{,}12 \text{ мА/В}^2.$$

Крутизну S определим по формуле

$$S = b(E_{з.вкл} - U_0) = 3 \text{ мА/В}.$$

8.16. Рассчитать отношение ширины канала w к длине канала L у МДП-транзистора в схеме ключа с резистивной нагрузкой, если $U_{ост} = 0{,}5$ В, $E_c = E_{з.вкл} = 9$ В, $U_0 = 3$ В, $R_c = 10$ кОм, удельная емкость подзатворного диэлектрика $C_0 = 2 \cdot 10^{-8}$ Ф/см^2, подвижность носителей в канале $\mu = 500$ см^2/(В·с).

Ответ: $w/L = 30$.

8.17. Определить мощность, потребляемую ключом (см. схему на рис. 8.6), если $E_c = 15$ В, $R_c = 5{,}1$ кОм, удельная крутизна МДП-транзистора $b = 100$ мкА/В^2, $U_0 = 4$ В. Ключ управляется последовательностью импульсов с амплитудой $E_{з.вкл} = 15$ В и скважностью $Q = 2$.

Решение

Определим напряжение $U_{ост}$ в соответствии с формулой (8.14):

$$U_{ост} = \frac{E_c}{R_c b (E_{з.вкл} - U_0)} = \frac{15}{5{,}1 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} (15 - 4)} = 3{,}3 \text{ В}.$$

Определим значение тока I_C открытого ключа:

$$I_C = I_{сн} = \frac{E_c - U_{ост}}{R_c} = \frac{15 - 3{,}3}{5{,}1 \cdot 10^3} = 2{,}3 \text{ мА}.$$

Считая, что в закрытом состоянии ключ не потребляет мощность от источника питания, определим мощность $P_{пот}$ по формуле

$$P_{пот} = \frac{1}{Q} I_c E_c = \frac{1}{2} \cdot 2{,}3 \cdot 10^{-3} \cdot 15 = 17 \text{ мВт}.$$

8.18. Сравнить длительности включения и выключения МДП-транзисторного ключа с резистивной нагрузкой при $E_c = 15$ В, $R_c = 1$ кОм, паразитных емкостях МДП-транзистора $C_{сп} = C_{зк} = C_{зи} = C_{зс} = 2$ пФ, $E_{з.вкл} = 15$ В, $U_0 = 3$ В, $b = 0{,}5$ мА/В^2.

Решение

По формуле (8.16) находим

$$t_{вкл} = 1{,}5\frac{2E_c C_{вых}}{b(E_{э.вкл} - U_0)^2},$$

где $C_{вых} = C_{сп} + C_{эк} + C_{эи} + C_{эс}K_U$.

Коэффициент усиления K_U определяем по формуле $K_U = SR_c$, где $S = b(E_{э.вкл} - U_0) = 0{,}5(15 - 3) = 6$ мА/В.

Подставив значение $K_U = 6$ в формулу для $C_{вых}$, получим $C_{вых} = 18$ пФ. Подставив значения $C_{вых} = 18$ пФ, $E_c = 15$ В, $b = 0{,}5$ мА/В^2, $E_{э.вкл} = 15$ В, $U_0 = 3$ В в формулу для $t_{вкл}$, находим, что $t_{вкл} = 11{,}5$ нс.

Длительность выключения определяем по формуле (8.17):

$$t_{выкл} = 2{,}2R_c C_{вых} = 2{,}2 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^{-12} = 40 \text{ нс}.$$

Вычисляем отношение длительностей выключения и включения:

$$t_{выкл}/t_{вкл} = 40/11{,}5 \approx 4.$$

8.19. Определить крутизну МДП-транзистора в схеме ключа с резистивной нагрузкой, необходимую для получения времени включения $t_{вкл} \leqslant 1$ мкс, если $E_c = 9$ В, $E_{э.вкл} = 9$ В, $U_0 = 3$ В, $C_{вых} = 200$ пФ.

Ответ: 0,76 мА/В.

8.20. Для схемы, приведенной на рис. 8.6, определить величину сопротивления R_c, при которой длительность переключения $t_{пер} \leqslant 600$ нс. Выходную емкость ключа принять равной 40 пФ, крутизна МДП-транзистора $S = 5$ мА/В.

Ответ: 7 кОм.

8.21. Рассчитать геометрические размеры канала МДП-транзистора (отношение w/L) в схеме ключа, приведенной на рис. 8.6, при которых время включения $t_{вкл} = 100$ нс. Принять $E_c = E_{э.вкл} = 15$ В, $C_{вых} = 100$ пФ, $U_0 = 3$ В, удельная емкость подзатворного диэлектрика $C_0 = 2 \cdot 10^{-8}$ Ф/см^2, подвижность носителей в канале $\mu = 500$ см^2/(В·с).

Ответ: $w/L = 32$.

ГЛАВА 9
ЛОГИЧЕСКИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

§ 9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В большинстве современных ЭВМ и цифровых устройств различного назначения обработка информации осуществляется с помощью двоичных чисел, операции над которыми выполняют логические элементы. Схемотехническая реализация со-

временных логических элементов осуществляется на основе интегральных микросхем (ИМС).

По способу кодирования информации различают потенциальные и импульсные интегральные логические элементы (ИЛЭ). Информация, обрабатываемая потенциальными логическими элементами, характеризуется отличающимися потенциальными уровнями. Если логической единице соответствует высокий потенциальный уровень, а логическому нулю – низкий, то такую логику называют положительной (позитивной). Наоборот, если логической единице соответствует низкий потенциальный уровень, то говорят об отрицательной (негативной) логике.

В импульсных логических элементах логической единице отвечает наличие импульса, а логическому нулю – его отсутствие.

Параметры логических интегральных микросхем. К параметрам логических ИМС относятся:

1) входное и выходное напряжения логической единицы $U^1_{вх}$ и $U^1_{вых}$ – значения высокого уровня напряжения на входе и выходе микросхемы *;

2) входное и выходное напряжения логического нуля $U^0_{вх}$ и $U^0_{вых}$ – значения низкого уровня напряжения на входе и выходе микросхемы;

3) входной $I^1_{вх}$ и выходной $I^1_{вых}$ токи логической единицы, входной $I^0_{вх}$ и выходной $I^0_{вых}$ токи логического нуля;

4) логический перепад сигнала $\Delta U_{лог} - U^1_{вых} - U^0_{вых}$, пороговое напряжение $U_{пор.ст}$ – напряжение на входе, при котором состояние микросхемы изменяется на противоположное;

5) входное сопротивление логической ИМС – отношение приращения входного напряжения к приращению входного тока (различают $R^0_{вх}$ и $R^1_{вх}$), выходное сопротивление – отношение приращения выходного напряжения к приращению выходного тока (различают $R^0_{вых}$ и $R^1_{вых}$);

6) статическая помехоустойчивость – максимально допустимое напряжение статической помехи по высокому $U^1_{пом}$ и низкому $U^0_{пом}$ уровням входного напряжения, при котором еще не происходит изменения уровней выходного напряжения микросхемы;

7) средняя потребляемая мощность $P_{потр.ср}=(P^0_{потр}+P^1_{потр})/2$, где $P^0_{потр}$, $P^1_{потр}$ – мощности, потребляемые микросхемой в состоянии соответственно логического нуля и единицы на выходе;

---

* Логические операции, выполняемые микросхемами, указаны здесь для положительной логики.

8) коэффициент объединения по входу $K_{об}$, показывающий, какое число аналогичных логических ИМС можно подключить к входу данной схемы и определяющий максимальное число входов логической ИМС;

9) коэффициент разветвления по выходу $K_{разв}$, показывающий, какое количество аналогичных нагрузочных микросхем можно подключить к выходу данной ИМС, и характеризующий нагрузочную способность логической ИМС.

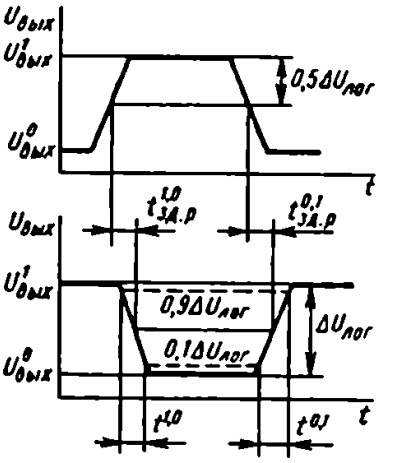


Рис. 9.1

Динамические параметры логических ИМС можно проиллюстрировать с помощью временных диаграмм входного и выходного напряжений при переключении микросхемы (рис. 9.1). На временных диаграммах введены следующие обозначения: $t^{0,1}$ – время перехода из состояния логического нуля в состояние логической единицы, измеренное между уровнями 0,1 и 0,9 логического перепада сигнала; $t^{1,0}$ – время перехода из состояния логической единицы в состояние логического нуля, измеренное между уровнями 0,9 и 0,1 логического перепада сигнала; $t^{1,0}_{зд.р}$ – время задержки распространения сигнала при включении микросхемы, измеренное между уровнями 0,5 логического перепада входного и выходного сигналов; $t^{0,1}_{зд.р}$ – время задержки распространения сигнала при выключении микросхемы, измеренное между уровнями 0,5 логического перепада входного и выходного сигналов.

Среднее время задержки распространения сигнала $t_{зд.р.ср} = (t^{1,0}_{зд.р} + t^{0,1}_{зд.р})/2$.

§ 9.2. БАЗОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЛОГИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Логические ИМС объединяют в серии. В основе каждой серии лежит базовый элемент, представляющий собой электрическую схему, выполняющую логическую операцию И – НЕ либо ИЛИ – НЕ. От параметров базового элемента в значительной степени зависят свойства и функциональные возможности разрабатываемой серии логических микросхем.

По принципу построения базовые элементы выпускаемых промышленностью логических ИМС можно выделить в следующие основные группы:

1) диодно-транзисторные логические элементы (ДТЛ);

2) транзисторно-транзисторные элементы (ТТЛ);

3) элементы эмиттерно-связанной логики на переключателях тока (ЭСЛ);

4) элементы с инжекционным питанием ($И^2Л$),

5) элементы на МДП-транзисторах.

Диодно-транзисторные элементы. Базовый элемент ДТЛ (рис. 9.2) выполняет логическую операцию И – НЕ. При запирании положительным напряжением всех входных диодов управляющий транзистор, выполняющий роль инвертора, отпирается, формируя на выходе сигнал низкого уровня.

Входные диоды должны иметь очень малое прямое сопротивление. В противном случае падение напряжения на открытом входном диоде от протекания тока $I_д = E_к/(r_{пр} + R_1)$ может привести к отпиранию управляющего транзистора. Кроме того, диоды должны иметь достаточно высокое быстродействие, чтобы не влиять на быстродействие всей микросхемы.

Диоды смещения $Д_{см}$ должны иметь достаточно большое пороговое напряжение отпирания для повышения помехоустойчивости схемы, а также малое прямое сопротивление для уменьшения потерь в цепи смещения после их отпирания. Для повышения нагрузочной способности элемента ДТЛ один из диодов смещения можно заменить транзистором, коллектор которого подключен к общей точке резисторов R_1' и R_1'' (рис. 9.3). Резисторы R_1' и R_1'' образуют делитель напряжения с коэффициентом деления γ. Эмиттерный переход транзистора играет роль смещающего диода. С уменьшением коэффициента деления γ возрастает ток эмиттера транзистора $T_{см}$, который является одновременно базовым током управляющего транзи-

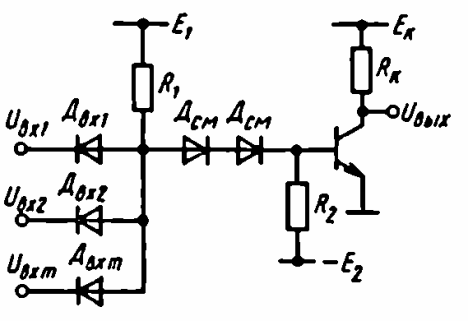


Рис. 9.2

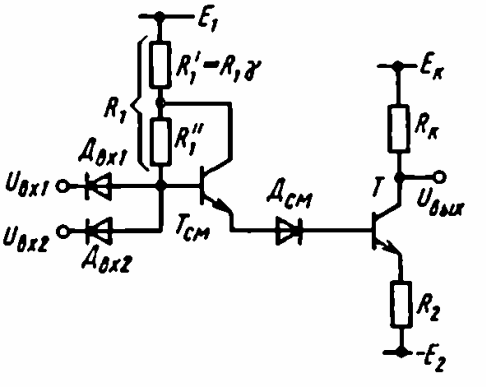


Рис. 9.3

стора T. При этом увеличивается нагрузочная способность схемы (коэффициент разветвления), но повышается степень насыщения транзистора T. Оптимальное значение γ составляет 0,6 – 0,7.

Другим способом повышения нагрузочной способности элемента ДТЛ является использование на выходе схемы так называемого сложного инвертора (рис. 9.4). Сложный инвертор представляет собой двухтактный усилитель мощности на транзисторах, работающих в ключевом режиме. Применение сложного инвертора позволяет не только повысить нагрузочную способность микросхемы, но и сохраняет ее высокую помехоустойчивость, так как эмиттерный переход транзистора T_1 выполняет роль смещающего диода.

Схема работает следующим образом. При низком уровне хотя бы одного входного сигнала транзистор T_1 закрыт. Состояние транзистора T_2 определяется состоянием транзистора T_1: при закрытом транзисторе T_1 транзистор T_2 также будет закрыт, а составной транзистор ($T_3 - T_4$) – открыт.

Однако в элементе ДТЛ со сложным инвертором при переключении в цепи $T_2 - T_3$ возникают броски тока, создающие заметные помехи по цепи питания. Для устранения этого явления включают токоограничивающий резистор R_5.

Транзисторно-транзисторные элементы. Простейший базовый элемент транзисторно-транзисторной логики (рис. 9.5) в принципе повторяет структуру микросхем ДТЛ-типа. В то же время за счет использования многоэмиттерного транзистора, объединяющего свойства диода и транзисторного усилителя, эта схема позволяет увеличить быстродействие, снизить потребляемую мощность и усовершенствовать технологию изготовления.

Базовый элемент ТТЛ, так же как и элемент ДТЛ, выполняет логическую операцию И – НЕ. При низком уровне сигнала (логический нуль) хотя бы на одном из входов многоэмиттерного транзистора T_1 последний находится в состоянии насыщения, а транзистор T_2 закрыт. На выходе схемы существует вы-

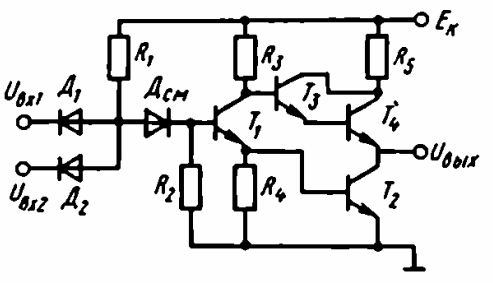


Рис. 9.4

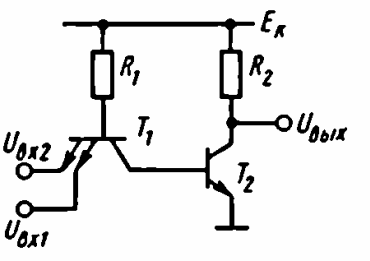


Рис. 9.5

сокий уровень напряжения (логическая единица). При высоком уровне сигнала на всех входах многоэмиттерный транзистор T_1 работает в активном инверсном режиме, а транзистор T_2 находится в состоянии насыщения. Описанный здесь базовый элемент ТТЛ-логики, несмотря на упрощенную технологию изготовления, не нашел широкого применения из-за низкой помехоустойчивости, малой нагрузочной способности и малого быстродействия при работе на емкостную нагрузку. Его целесообразно использовать лишь при разработке микросхем с открытым коллектором для реализации функции «монтажное ИЛИ», а также для включения элементов индикации, когда не требуется высокая помехоустойчивость и большая нагрузочная способность.

Дополнительными компонентами в схеме базового элемента ТТЛ (рис. 9.6) по сравнению со схемой на рис. 9.5 являются транзисторы T_3 и T_4, образующие сложный инвертор. Диод $Д$ повышает порог отпирания транзистора T_3, обеспечивая его закрытое состояние при открытом и насыщенном транзисторе

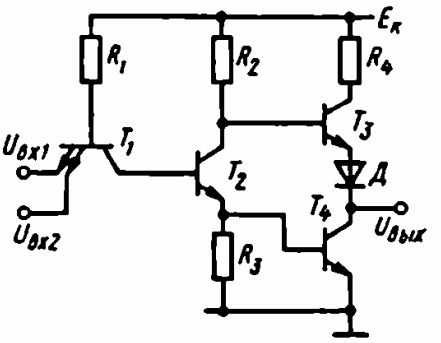


Рис. 9.6

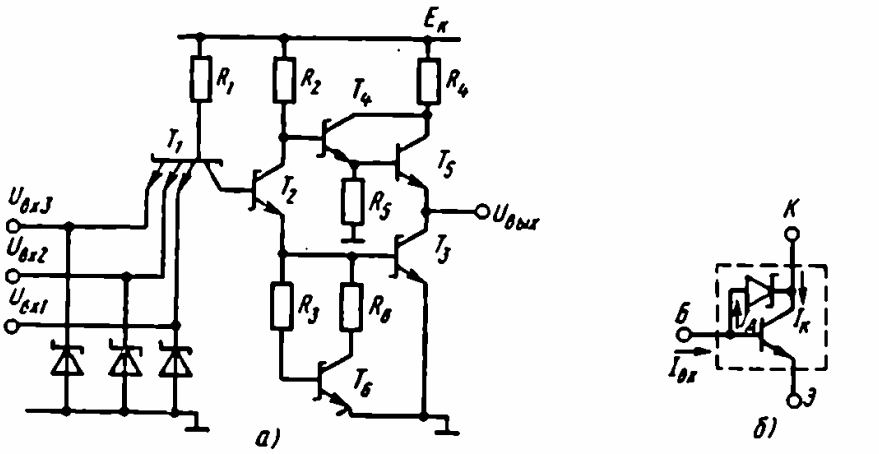


Рис. 9.7

T_4. Использование сложного инвертора повышает помехоустойчивость и нагрузочную способность схемы. Базовый элемент (рис. 9.6) является основным при разработке современных микросхем ТТЛ-логики.

Наряду с микросхемами ТТЛ-логики разработаны микросхемы типа ТТЛШ, в которых для увеличения быстродействия использованы транзисторы Шотки, работающие в активном режиме. Транзистор Шотки представляет собой обычный интегральный транзистор *n-p-n* с нелинейной обратной связью, образованной диодом Шотки.

Базовый элемент микросхемы ТТЛШ-логики изображен на рис. 9.7, *а, б* и отличается от базового элемента ТТЛ-логики (рис. 9.6) наличием транзистора Шотки T_6 и резистора R_6. Эти дополнительные компоненты схемы позволяют исключить «скалывание» переключательной характеристики, присущее элементу ТТЛ-логики и приводящее к снижению помехоустойчивости схемы. «Скалывание» переключательной характеристики в схеме, изображенной на рис. 9.6, обусловлено тем, что транзистор T_3 на участке «скалывания» остается закрытым, хотя управляющий транзистор T_2 уже открылся. Включение транзистора T_6 в схеме ТТЛШ-логики позволяет существенно уменьшить ток коллектора транзистора T_2 на участке «скалывания». При этом напряжение на выходе схемы (рис. 9.7, *а*) остается практически постоянным до значения $U^0_{вх\,max}$.

Следует отметить, что дополнительный транзистор T_6 используется при разработке микросхем ТТЛ-логики с улучшенной переключательной характеристикой.

Элементы эмиттерно-связанной логики на переключателях тока. Основу базового элемента ЭСЛ-логики составляет переключатель тока (рис. 9.8). На базу транзистора T_1 подается информационный входной сигнал, а на базу T_2 – опорное напряжение E_0.

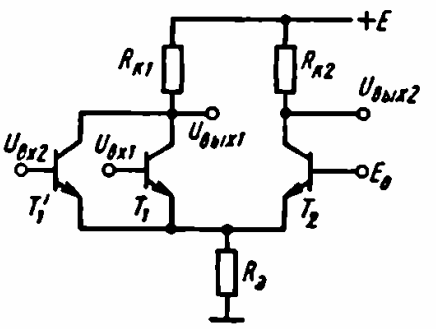


Рис. 9.8

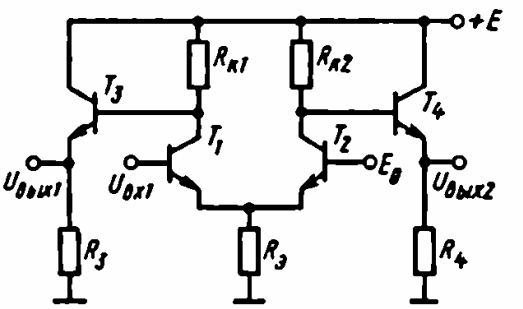


Рис. 9.9

При наличии на входе сигнала логического нуля транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт. Если на вход поступает сигнал логической единицы, то транзистор T_1 открывается, а T_2 закрывается. Если параллельно T_1 подключить ряд транзисторов, на базы которых поступают информационные сигналы, то при подключении нагрузки к выходу *1* элемент будет выполнять логическую операцию ИЛИ – НЕ, а при подключении нагрузки к выходу *2* – операцию ИЛИ. Базовый элемент ЭСЛ-логики изображен на рис. 9.9. Здесь в отличие от обычного переключателя тока на выходах схемы включены эмиттерные повторители. Повторители смещают уровни коллекторных потенциалов транзисторов и обеспечивают тем самым высокую нагрузочную способность базового элемента.

Схемы ЭСЛ характеризуются малым логическим перепадом $\Delta U_{\text{лог}} = 0{,}65 \div 0{,}8$ В и соответственно малой помехоустойчивостью. Использование в базовом элементе эмиттерных повторителей на транзисторах T_3 и T_4 (рис. 9.9) уменьшает выходной импеданс схемы и снижает уровень помех в линиях связи логического устройства, выполненного на схемах ЭСЛ.

В практических устройствах на базе схем ЭСЛ-типа обычно заземляют плюсовую шину источника питания. При заземлении плюсовой шины колебания напряжения источника питания не приводят к изменению логического уровня напряжения на коллекторах транзисторов T_1 и T_2, соответствующего нулевому потенциалу.

Основным достоинством микросхем ЭСЛ-логики является их высокое быстродействие, обусловленное прежде всего работой транзисторов в активном режиме и уменьшением времени перезаряда емкостных составляющих схемы за счет малого логического перепада. В настоящее время разработаны сверхбыстродействующие микросхемы ЭСЛ-логики с частотой переключения до 500 МГц. Однако следует учитывать, что повышение быстродействия связано с увеличением потребляемой мощности.

Интегральная инжекционная логика ($И^2Л$). Схемы $И^2Л$, появившиеся позднее других интегральных логических элементов, не имеют аналогов среди дискретных транзисторных устройств и являются наиболее перспективной базой для создания сверхбольших интегральных схем (СБИС). Принципиальная схема типового элемента $И^2Л$ с источником сигнала и нагрузкой представлена на рис. 9.10. Рассматриваемый интегральный логический элемент состоит из транзистора T_1 типа *n-p-n* и генератора питающего тока, выполненного на транзисторе T_0 типа *p-n-p*. Источником сигнала и нагрузкой являются аналогичные элементы, выполненные на

транзисторах T_1' и T_1''. Питание всех элементов осуществляется с помощью многоколлекторного транзистора T_0. Резистор $R_и$ является внешним навесным элементом для ИМС. Его номинал подбирают в соответствии с требуемым питающим током инжектора $I_и$:

$$I_и = \frac{E - U_{б э}}{R_и} \simeq \frac{E - 0{,}6В}{R_и}. \qquad (9.1)$$

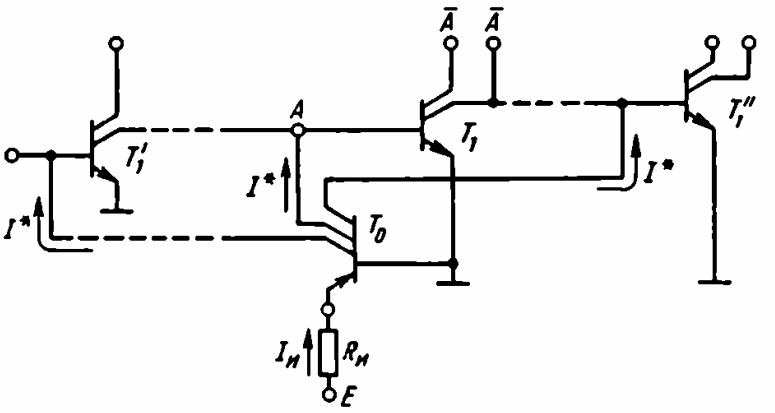


Рис. 9.10

К базе транзистора *n-p-n* подключен источник тока $I^* = I_и\alpha/n_и$, где α – коэффициент передачи тока транзистора T_0; $n_и$ – количество коллекторов у транзистора T_0.

При анализе схем И^{2}Л обычно считают, что база транзистора T_1 либо замкнута на «землю» (если в предыдущем ИЛЭ транзистор T_1' насыщен), либо отключена от предыдущего ИЛЭ (если в предыдущем ИЛЭ транзистор T_1' заперт). В первом случае транзистор T_1 заперт, а ток I^* протекает через транзистор T_1' предыдущего ИЛЭ ($I^0_{вх} = I^*$).

Напряжение на входе ИЛЭ (точка A на рис. 9.10) имеет низкий уровень U^0. Величина U^0 равна напряжению между коллектором и эмиттером насыщенного транзистора T_1 и составляет единицы – десятки милливольт (столь малое значение U^0 характерно для обращенной структуры транзистора T_1 [13]). Во втором случае (T_1' заперт) ток I^* полностью протекает в базу транзистора T_1 и насыщает его (при этом входной ток $I^1_{вх} \approx 0$).

Напряжение на входе ИЛЭ (точка А) имеет высокий уровень U^1, значение которого равно падению напряжения на открытом эмиттерном переходе транзистора T_1 и составляет 0,6 – 0,8 В.

Обычно p-n-p-транзистор T_0 имеет так называемую горизонтальную структуру и невысокий коэффициент усиления тока ($\alpha = 0{,}2 \div 0{,}3$). Однако в некоторых новых разработках транзистор T_0 выполнен с вертикальной структурой, благодаря чему величина α увеличена до 0,8.

Транзистор T_1 имеет вертикальную обращенную структуру. Значения нормального коэффициента усиления тока β составляют $2-20$ [22].

Типовой элемент $И^2Л$ представляет собой многовыходной инвертор (рис. 9.10, выходы A). Путем соединения выходов различных инверторов можно реализовать логическую функцию И. Поскольку в схемах $И^2Л$ эта функция выполняется монтажным соединением выходов, она называется «монтажное И». Так как логический базис И – НЕ является функционально полным, то, используя элементы $И^2Л$ с монтажным соединением выходов, можно реализовать любую логическую функцию. Приближенные соотношения для определения основных параметров элемента $И^2Л$ даны в табл. 9.1 [12, 22].

Таблица 9.1

Логические уровни	$U^0 \approx \varphi_т \ln [S_1/(S_1 - 1)]$, (9.2а) где S_1 – степень насыщения n-p-n-транзистора; $U^1 = U^*$, (9.2б) где $U^* = U_{б э1}$ – напряжение на прямосмещенном переходе база – эмиттер n-p-n-транзистора.
Помехоустойчивость	$U^0_{пом.ст} = U^* - U^0$, (9.3а) $U^1_{пом.ст} = \varphi_т \ln S_1$, (9.3б) $I^1_{пом.ст} = \alpha I_и \left(1 - \frac{1}{S_1}\right)$. (9.3в)

Продолжение табл. 9.1

Входные токи	$I^0_{вх} = \frac{\alpha I_н}{n_н}$, (9.4а) где α – коэффициент передачи тока p-n-p-транзистора, $n_н$ – количество коллекторов p-n-p-транзистора; $I^1_{вх} \approx 0$. (9.4б)
Коэффициент разветвления	$K^0_{разв} \leqslant \beta_{min}/S_{min}$, (9.5а) $K^1_{разв} \approx \infty$. (9.5б)
Потребляемая мощность	$P = EI_н$. (9.6)
Задержки переключения	$t^{0,1}_{зд} \approx \frac{C_п U^* n_н}{\alpha I_н}$, (9.7а) $t^{1,0}_{зд} \approx \tau_р$, (9.7б) $t_{зд.р.ср} = 0{,}5\,(t^{1,0}_{зд} + t^{0,1}_{зд})$. (9.7в)

Чтобы получить на выходе низкое значение потенциала $U_{вых} = U^0$, требуется обеспечить выполнение условия насыщения транзистора T_1:

$$S_1 = \frac{\beta I_{бн1}}{I_{кн1}} \geqslant S_{min}, \qquad (9.8)$$

где S – степень насыщения. Коллекторный ток $I_{кн1}$ поступает от нагрузки (аналогичных элементов И^{2}Л) и равен $I_{кн1} = I^0_н$. Если в качестве нагрузки используется n аналогичных элементов, то $I^0_н = nI^0_{вх}$.

Характерной особенностью элементов И^{2}Л является низкое значение помехоустойчивости $U^1_{пом.ст}$, которое, согласно формуле (9.3б), определяется степенью насыщения транзистора T_1 ти-

па *n-p-n*. В схемах И^{2}Л помехоустойчивость для отрицательных помех составляет $U^1_{\text{пом.ст}} \approx 20 \div 50$ мВ.

Величина $U^1_{\text{пом.ст}}$ характеризует помехоустойчивость ИЛЭ в том случае, когда на его вход подаются сигналы от источника с низким выходным сопротивлением (например, от внешних схем). Если ИЛЭ нагружены друг на друга, то это условие выполняется при логическом нуле на входе, так как выходное сопротивление предыдущего открытого ИЛЭ мало. Однако при логической единице на входе предыдущий ИЛЭ выключен и его выходное сопротивление велико. В этом случае помехоустойчивость следует характеризовать допустимым значением тока помехи $I^1_{\text{пом.ст}}$ [см. формулу (9.3в)] [22]. Помехоустойчивость по току пропорциональна току инжектора и увеличивается с ростом степени насыщения S_1.

Так как в схемах И^{2}Л входной ток $I^1_{\text{вх}} \approx 0$, то коэффициент разветвления при высоком уровне напряжения на выходе $K^1_{\text{разв}} \approx \infty$. Коэффициент разветвления при низком уровне напряжения на выходе определяется выражением (9.5а). Полагая $S_{\min} = 1{,}5 \div 2$, при $\beta_{\min} = 1{,}5 \div 2$ получаем $K^0_{\text{разв}} = 1$. Это означает, что при $\beta_{\min} = 1{,}5 \div 2$ возможно подключение только одной нагрузки к единственному коллектору транзистора *n-p-n*. Увеличение числа нагрузок хотя бы на единицу недопустимо, поскольку это может привести к выходу транзистора *n-p-n* из режима насыщения и неприемлемому увеличению напряжения логического нуля U^0. Однако ИЛЭ с одноколлекторным транзистором *n-p-n* обладает значительно меньшими функциональными возможностями по сравнению с ИЛЭ на основе многоколлекторного транзистора *n-p-n*, к каждому из коллекторов которого подключается нагрузочный ИЛЭ (в этом случае $K^0_{\text{разв}}$ равен количеству коллекторов $n_к$ многоколлекторного транзистора). Если увеличить $\beta_{\min}$ путем усовершенствования технологии, то можно обеспечить режим насыщения многоколлекторного транзистора *n-p-n* и нормальную работу ИЛЭ с несколькими нагрузками. Так, например, в последних разработках И^{2}Л-ИМС число коллекторов транзистора *n-p-n* увеличено до пяти (при этом для обеспечения режима насыщения транзистора *n-p-n* значение $\beta_{\min}$ увеличено в пять раз по сравнению с одноколлекторным вариантом).

Быстродействие элемента И^{2}Л определяется временем заряда паразитной емкости $C_п$ и временем рассасывания неосновных носителей заряда в базе транзистора T_1 [см. выражения (9.7)].

Величина $C_п$ определяется выражением

$$C_п = (m + 1) C_к + C_э + C_м, \qquad (9.9)$$

где m – число объединяемых на входе элементов $И^2Л$; $C_м$ – емкость металлических соединений.

Время рассасывания равно постоянной времени τ_β.

Для типового элемента $И^2Л$ величины

$$C_п \approx 1 \text{ пФ}, \quad \tau_\beta = 10 \div 50 \text{ нс}.$$

Работа переключения определяется выражением

$$A_п = Pt_{зд.ср}. \tag{9.10}$$

При малых значениях P ($\leqslant 0{,}01$ мВт) величина $A_п = 2 \div 3$ пДж; при повышении P величина $A_п$ возрастает.

Главным преимуществом $И^2Л$-элементов перед другими ИЛЭ на биполярных транзисторах является малая работа переключения $A_п$, которая уменьшается по мере совершенствования технологии, обеспечивающей снижение емкости $C_п$ путем уменьшения площадей p-n-переходов и металлических соединений. Недостатками $И^2Л$ элементов являются низкие значения помехоустойчивости и коэффициента разветвления.

Базовые элементы интегральных логических схем на МДП-транзисторах. Ниже рассмотрены две основные разновидности интегральных логических схем на МДП-транзисторах.

Логические схемы на однотипных МДП-транзисторах. В этих схемах используется только один тип транзисторов – либо p-канальные, либо n-канальные. Более широкое применение находят n-канальные МДП-транзисторы, которые обеспечивают большее быстродействие. Типовые схемы элементов ИЛИ – НЕ и И – НЕ на n-канальных МДП-транзисторах приведены на рис. 9.11, *а, б*. Транзисторы $T_{а1}$ и $T_{а2}$ – активные (управляющие), транзистор $T_н$ – нагрузочный.

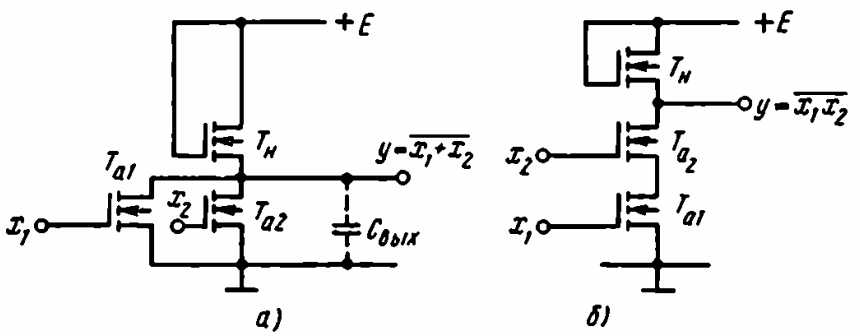


Рис. 9.11

Передаточная характеристика элемента ИЛИ–НЕ представлена на рис. 9.12, выходные вольт-амперные характеристики – на рис. 9.13. При низком уровне напряжения на затворах активных транзисторов T_{a1} и T_{a2} ($U_{вх} < U_0$, где U_0 – пороговое напряжение) эти транзисторы будут закрыты и ток стока равен нулю. На выходе устанавливается высокий потенциал $U^1_{вых} = E - U_0$ – уровень логической единицы. При входном напряжении на затворах транзисторов T_{a1} или T_{a2} больше порогового напряжения U_0 соответствующий транзистор отпирается и начинает протекать ток стока. Дальнейшее увеличение $U_{вх}$ приводит к уменьшению напряжения $U_{вых}$. Для получения малого значения уровня логического нуля необходимо, чтобы сопротивление канала открытого транзистора T_{a1} (или T_{a2}) было гораздо меньше сопротивления канала транзистора $T_н$. В частности, необходимо, чтобы транзистор T_{a1}, так же как и транзистор T_{a2}, работал в крутой области вольт-амперных характеристик, а транзистор $T_н$ – в пологой области:

$$I_{са} = b_а\left[(U_{зи} - U_0)\,U_{сиа} - \frac{1}{2}U^2_{сиа}\right], \qquad (9.11)$$

$$I_{сн} = \frac{b_н}{2}(U_{зин} - U_0)^2, \qquad (9.12)$$

где $b_а$ и $b_н$ – удельные крутизны активного и нагрузочного транзисторов.

С целью упрощения расчетов пороговые напряжения транзисторов будем считать одинаковыми и равными U_0 (в более точных расчетах необходимо учитывать зависимость U_0 от значения напряжения между истоком и подложкой, которая неодинакова для различных транзисторов интегральной схемы). Аналитические выражения для расчета основных параметров

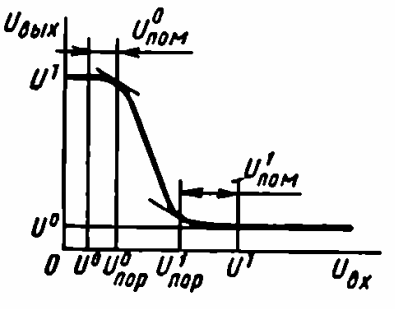


Рис. 9.12

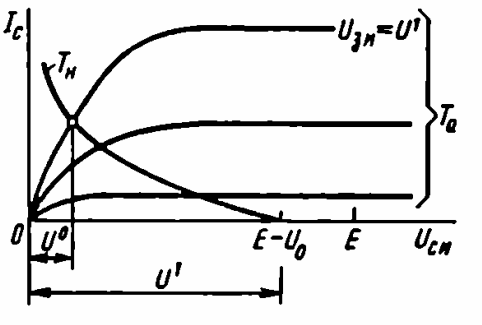


Рис. 9.13

интегральных логических схем на однотипных МДП-транзисторах приведены в табл. 9.2 [13].

Для получения малых значений выходного напряжения логического нуля значения удельных крутизн $b_а$ и $b_н$ транзисторов $T_а$ и $T_н$ должны существенно различаться: управляющие транзисторы должны иметь широкий и короткий канал (большое отношение w/L), а нагрузочные – узкий и длинный канал (малое отношение w/L).

Входные токи в МДП-транзисторах практически отсутствуют, поэтому коэффициент разветвления по выходу n может быть очень большим. На практике число нагрузок n для логических схем на МДП-транзисторах ограничивается снижением

Таблица 9.2

Логические уровни	$U^1_{вых} = E - U_0,$ (9.13) $U^0_{вых\,«ИЛИ»} = \frac{b_н}{2b_а} \frac{(E-U_0)^2}{M(E-2U_0)}$ для схемы ИЛИ – НЕ, (9.14а)* $U^0_{вых\,«И»} = M \frac{b_н}{2b_а} \frac{(E-U_0)^2}{(E-2U_0)}$ для схемы И – НЕ. (9.14б)
Порог переключения	$U^0_{пор} = U_0,$ (9.15) $U^1_{пор} = U_0 + \Delta U.$ (9.16)**
Помехоустойчивость	$U^0_{пом} = U_0 + \Delta U,$ (9.17) $U^1_{пом} = E - 2U_0 - \Delta U.$ (9.18)
Потребляемая мощность	$P_{пот} = 0{,}25 b_н E (E - U_0)^2.$ (9.19)

Продолжение табл. 9.2

Задержки переключения	$t_{з.вкл} = \dfrac{2EC_{вых}}{b_а (E - 2U_0)^2}$, (9.20)
	$t_{з.выкл} = \dfrac{2{,}2C_{вых}}{b_н (E - U_0)}$, (9.21)
	$t_{з.ср} = \dfrac{t_{з.вкл} + t_{з.выкл}}{2}$. (9.22)

* Здесь M – число входов (активных транзисторов), на которые подана логическая единица.

** Величину ΔU в формулах (9.16) – (9.18), равную ширине крутого участка передаточной характеристики, можно полагать меньшей 0,3 В при $b_н/b_а < 0{,}1$.

быстродействия из-за увеличения емкости нагрузки $C_н$ при увеличении n.

Динамические параметры логических схем на МДП-транзисторах определяются временами перезаряда паразитных емкостей МДП-транзистора и емкости нагрузки. Суммарная выходная емкость $C_{вых}$ включает емкости затвор – канал $C_{зка1}$ и $C_{зка2}$ и затвор – сток $C_{зса1}$ и $C_{зса2}$ транзисторов $T_{а1}$ и $T_{а2}$, емкость затвор – исток $C_{зи}$ транзистора $T_н$, паразитную емкость $C_м$ металлических соединений и перехода сток – подложка транзисторов $T_{а1}$ и $T_{а2}$, емкость нагрузки $C_н$:

$$C_{вых} = M(C_{зка} + C_{зса}) + C_{зи} + C_м + C_н, \qquad (9.23)$$

где M – число входов (управляющих транзисторов).

Логические схемы на комплементарных МДП-транзисторах (КМДП-транзисторах). Принципиальная схема инвертора на комплементарных МДП-транзисторах приведена на рис. 9.14, а стоковые вольт-амперные характеристики – на рис. 9.15. Если $U_{вх}$ меньше порогового напряжения U_{01} транзистора T_1, то транзистор T_1 закрыт, а T_2 открыт. Выходное напряжение практически равно напряжению питания E (рис. 9.15, *а*):

$$U^1_{вых} = E - I_{ут1} r_{к2} \approx E,$$

где $I_{ут1}$ – ток утечки между стоком и истоком закрытого транзистора T_1 ($I_{ут} \approx 1$ нА); $r_{к2}$ – сопротивление канала открытого транзистора T_2 ($r_{к2} \approx 1$ кОм).

При $U_{вх}$ выше порогового напряжения U_{01} транзистор T_1 открывается, а T_2 закрывается. Выходное напряжение при $U_{вх} \approx E$ уменьшается практически до нуля (рис. 9.15, *б*):

$$U^0_{вых} = I_{ут2} r_{к1} \approx 0.$$

В обоих состояниях ключа, представленных на рис. 9.15, мощность в статическом режиме практически не потребляется, так как один из транзисторов всегда закрыт и ток, потребляемый от источника питания, определяется током утечки закрытого ключа. Малая потребляемая мощность – главное достоинство схем на КМДП-транзисторах. Это справедливо, однако, лишь для рассмотренного здесь статического режима при низких частотах переключения. В общем случае (включающем и статику, и динамику) мощность $P_{пот}$, потребляемая ключом от источника питания E, состоит из трех слагаемых:

$$P_{пот} = P_{емк} + P_{скв} + P_{ут},$$

где $P_{емк} = C_{вых} E^2 f_п$ – мощность, расходуемая на перезаряд выходной емкости схемы $C_{вых}$, определяемой выражением (9.23); $f_п$ – частота переключений схемы; $P_{скв} = I_{скв} E t_ф f_п$ – мощность, определяемая сквозным током $I_{скв}$, который протекает в те моменты времени, когда при переходе схемы из одного состояния в другое открыты оба транзистора (один уже открылся, а второй еще не закрылся); $t_ф$ – длительность фронта переключаю-

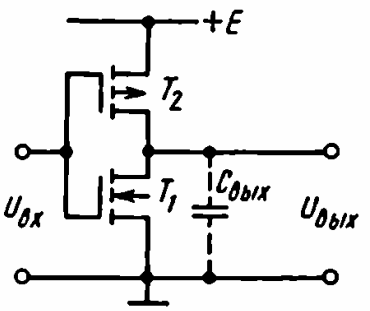


Рис. 9.14

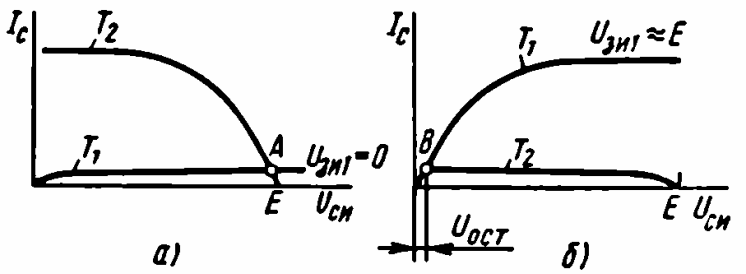


Рис. 9.15

щего импульса; $P_{ут} = I_{ут}E$ – мощность, потребляемая в статическом режиме.

При малых частотах переключения схемы на КМДП-транзисторах потребляют очень малую мощность. Однако при больших частотах переключения ($f_п > 1$ МГц) эти схемы не имеют преимуществ по сравнению с ТТЛ-схемами.

Двухвходовые логические элементы ИЛИ – НЕ и И – НЕ представлены на рис. 9.16, *а, б*. Общие правила построения логических элементов на КМДП-транзисторах таковы:

1) параллельному соединению одного типа транзисторов соответствует последовательное соединение транзисторов другого типа;

2) выполняемая логическая функция определяется включением транзисторов нижнего этажа;

3) полярность источника питания E зависит от типа канала транзисторов нижнего этажа.

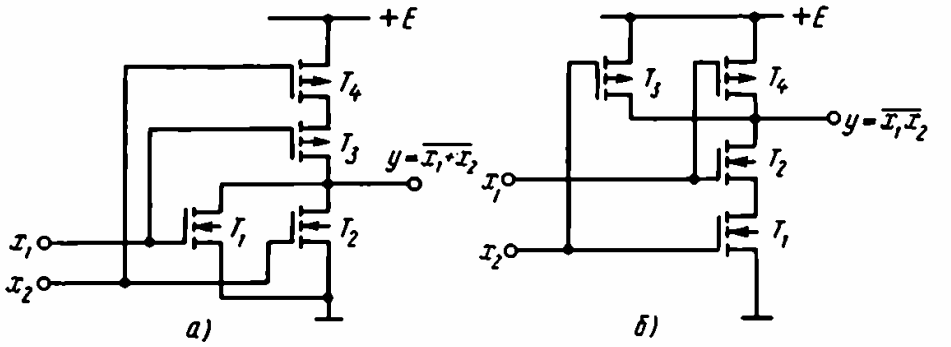


Рис. 9.16

Напряжение питания выбирают из условия $E > U_{0n} + U_{0p}$, где U_{0n} – пороговое напряжение n-канального транзистора; U_{0p} – пороговое напряжение p-канального транзистора.

Время переключения логических элементов на КМДП-транзисторах определяется временем перезаряда выходной емкости $C_{вых}$. Приближенные аналитические выражения для расчета основных параметров схем на КМДП-транзисторах приведены в табл. 9.3 [13]. Величины τ_n и τ_p, входящие в выражения (9.30) – (9.31), находят по формулам

$$\tau_n = \frac{2C_{вых}}{b_n(E - U_{0n})}, \tag{9.32}$$

$$\tau_p = \frac{2C_{вых}}{b_p(E - U_{0p})}. \tag{9.33}$$

Таблица 9.3

Логические уровни	$U^1 = E,$ (9.24) $U^0 = 0.$ (9.25)
Порог переключения	$U_{\text{пор}} = \dfrac{U_{0n} + \sqrt{b_p/(Mb_n)}(E - U_{0p})}{1 + \sqrt{b_p/Mb_n}}.$ (9.26)
Помехоустойчивость	$U^0_{\text{пом}} = U_{\text{пор}},$ (9.27) $U^1_{\text{пом}} = E - U_{\text{пор}}.$ (9.28)
Потребляемая мощность	$P_{\text{пот}} = C_{\text{вых}}E^2 f_{\text{п}} + I_{\text{скв}}Et_{\text{ф}}f_{\text{п}} + I_{\text{ут}}E.$ (9.29)
Задержки переключения	$t_{\text{з.вкл}} = \dfrac{\tau_n(E - U_{\text{пор}})}{M(E - U_{0n})},$ (9.30) $t_{\text{з.выкл}} = \dfrac{\tau_p U_{\text{пор}}}{M(E - U_{0p})}.$ (9.31)

Индексы n и p в табл. 9.3 относятся соответственно к n-канальному и p-канальному транзисторам.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

9.1. Определить мощность, потребляемую базовой ДТЛ-схемой (см. рис. 9.2): а) в режиме логического нуля, б) в режиме логической единицы на выходе схемы. Сравнить полученные результаты. Параметры схемы: $E_1 = E_к = 5$ В, $E_2 = -0{,}5$ В. Па-

дения напряжения на диодах смещения $U_{д.см} = 0{,}9$ В, на входных диодах $U_{д.вх} = 0{,}8$ В, на базе и коллекторе открытого транзистора относительно эмиттера $U_{бн} = 0{,}6$ В, $U_{кн} = 0{,}1$ В соответственно. Сопротивления резисторов $R_к = 1$ кОм, $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 5$ кОм.

Решение

В режиме логического нуля на выходе схемы управляющий транзистор открыт и насыщен, а диоды $Д_1$, $Д_2$, ..., $Д_m$ закрыты. Мощность, потребляемая схемой,

$$P^0_{потр} = E_1 \frac{E_1 - 2U_{д.см} - U_{бн}}{R_1} + E_2 \frac{E_2 + U_{бн}}{R_2} +$$

$$+ E_к \frac{E_к - U_{кн}}{R_к} \approx 26{,}9 \text{ мВт}.$$

В режиме логической единицы на выходе схемы транзистор закрыт, один или несколько входных диодов открыты. Мощность, потребляемая схемой,

$$P^1_{потр} = E_1 \frac{E_1 - U_{кн} - U_{д.вх}}{R_1} = 0{,}86 \text{ мВт} < P^0_{потр}.$$

9.2. Определить максимальный сигнал помехи на входе схемы ДТЛ-логики (см. рис. 9.2), при котором не произойдет ложного срабатывания схемы. Исходное состояние – логическая единица на выходе. Пороговые напряжения отпирания диодов смещения $U_{пор.д} = 0{,}5$ В и транзистора $U_{пор.т} = 0{,}6$ В. Падение напряжения на открытых входных диодах $U_д = 0{,}3$ В.

Ответ: $U_{пом\,max} = 1{,}9$ В.

9.3. Доказать, что транзистор T_3 в интегральной схеме ТТЛ-типа со сложным инвертором (см. рис. 9.6) запирается при подаче на все входы многоэмиттерного транзистора T_1 высокого уровня напряжения. Принять $U_{бн} = 0{,}7$ В. Пороговые напряжения отпирания транзистора и диода одинаковы: $U_{пор.т} = U_{пор.д} = U_{пор} = 0{,}4$ В.

Решение

При подаче на все входы транзистора T_1 высокого уровня напряжения закрываются все переходы эмиттер – база транзи-

стора T_1. Через открытый переход коллектор – база T_1 и резистор R база транзистора T_2 подключается к источнику питания, транзистор T_2 открывается и входит в режим насыщения. При этом отпирается также и транзистор T_4, а транзистор T_3 запирается, так как сумма напряжений на эмиттерном переходе транзистора T_3 и диоде $U_{бэ3} + U_д = U_{кэ2} + U_{бэ4} - U_{кэ4} = U_{кн} + U_{бн} - U_{кн} = U_{бн}$ всегда меньше, чем сумма их пороговых напряжений

$$U_{пор.т} + U_{пор.д} = 2U_{пор}.$$

9.4. На одном из входов ТТЛ-схемы (см. рис. 9.6) действует сигнал логического нуля. При этом транзисторы T_2 и T_4 закрыты, а T_3 находится в активном режиме. Определить параметры схемы и транзистора T_3, при которых данный транзистор работает в активном режиме.

Решение

Условие работы T_3 в активном режиме $I_{к3} = \beta_{3\,max} I_{б3}$, где $\beta_{3\,max}$ – максимальное значение коэффициента β_3, при котором транзистор T_3 находится в активном режиме. Учитывая, что

$$I_{к3} = \frac{E_к - U_{кэ3} - U_д - U^1_{вых}}{R_4},$$

$$I_{б3} = \frac{E_к - U_{бэ3} - U_д - U^1_{вых}}{R_2},$$

и полагая $U_{кэ3} \simeq U_{бэ3}$, условие насыщения T_3 можно записать так: $\beta_{3\,max} = R_2/R_4$.

Так как ток нагрузки транзистора T_3, определяемый входным током последующих элементов, многоэмиттерные транзисторы которых работают в инверсном режиме, мал, то значение $\beta_{3\,max}$ не превышает 10 – 15.

9.5. Определить высокий уровень выходного напряжения в ТТЛ-схеме со сложным инвертором (см. рис. 9.6), если напряжения на прямосмещенных переходах открытых транзисторов и диода равны. Параметры схемы: $U_д = U_{бэн} = U_{кбн} = 0{,}7$ В, $E_к = 4{,}8$ В, $\beta_3 = 10$, $\beta_I = 0{,}025$, $R_1 = 4$ кОм, $R_2 = 1{,}6$ кОм. Нагрузкой схемы является n аналогичных ей ТТЛ-схем со сложным инвертором. Принять, что $n = 10$.

Решение

В рассматриваемом режиме схемы, когда $U_{вх} \approx 0$, транзистор T_1 находится в режиме насыщения, транзисторы T_2 и T_4 закрыты, а транзистор T_3 находится в активном режиме.

Следовательно,

$$U^1_{вых} = E_к - U_{R2} - U_{бэ3} - U_д, \tag{9.34}$$

где

$$U_{R2} = I_{б3}R_2 = I_{э3}R_2/(1 + \beta_3) \tag{9.35}$$

– падение напряжения на резисторе R_2 от протекания базового тока транзистора T_2.

Так как нагрузкой данной схемы является аналогичная ей ТТЛ-схема, у которой транзистор T_1 находится в активном инверсном режиме, а T_1, T_4 – в режиме насыщения, то можно записать

$$I_{э3} = I_{н} = nI_{R1}\beta_{I1}. \tag{9.36}$$

$$I_{R1} = \frac{E_к - U_{бкн1} - U_{бэн2} - U_{бэн4}}{R_1}. \tag{9.37}$$

На основании (9.37) $I_{R1} = 0{,}675$ мА. Подставляя значение I_{R1} в уравнение (9.36), найдем

$$I_{э3} = \frac{E_к - U_{бкн1} - U_{бэн2} - U_{бэн4}}{R_1} n\beta_{I1} \approx 0{,}17 \text{ мА}.$$

Из (9.35) находим $U_{R2} = 27{,}2$ мВ. Из (9.34) следует, что $U^1_{вых} \approx 3{,}37$ В.

9.6. Определить максимальную амплитуду импульса токовой помехи по цепи питания, возникающей при переключении ТТЛ-схемы (см. рис. 9.6) из состояния 0 в состояние 1. Параметры схемы: $R_2 = 3{,}3$ кОм, $E_к = 5$ В, $U_{бэ} = 0{,}8$ В, $U_д = 0{,}7$ В, $\beta = 30$, $U_{кн} = 0{,}2$ В.

Решение

При переключении ТТЛ-схемы после запирания транзистора T_2 транзистор T_3 откроется раньше, чем закроется насыщенный транзистор T_4, так как для выхода T_4 из режима насыщения потребуется некоторое время для рассасывания неосновных носителей в базе. В результате в течение некоторого промежутка времени оба транзистора T_3 и T_4 открыты и по цепи, состоящей из элементов $E_к$, T_3, $Д$ и T_4, протекает ток, значение которого определяется коллекторным током транзистора T_3, находящегося в активном режиме:

$$I_{пом\,max} = I_{к3} = I_{б3}\beta + I_{б3} = I_{б3}(\beta + 1).$$

Так как базовый ток транзистора T_3

$$I_{б3} = \frac{E_к - U_{кн4} - U_д - U_{бэ3}}{R_2} \approx 1 \text{ мА},$$

то

$$I_{\text{пом max}} = \frac{E_к - U_{бэ3} - U_д - U_{кн4}}{R_2}\beta = 31 \text{ мА}.$$

9.7. Определить помехоустойчивость ТТЛ-схемы (см. рис. 9.5) при действии на ее входе: а) напряжения логической единицы $U^1_{вх} = 2{,}4$ В, б) напряжения логического нуля $U^0_{вх} = 0{,}4$ В. Считать, что напряжения на прямосмещенных переходах открытых транзисторов равны 0,7 В, пороговое напряжение отпирания транзистора равно 0,7 В, напряжение коллектор – эмиттер насыщенного транзистора $U_{кн}$ равно 0,2 В.

Решение

В режиме логической единицы на входе транзистор T_2 в схеме (см. рис. 9.5) открыт и насыщен, а транзистор T_1 находится в активном инверсном режиме. Для определения помехоустойчивости следует найти минимальное напряжение помехи на входе, при котором напряжение база–эмиттер $U_{бэ1}$ транзистора T_1 станет равным пороговому напряжению $U_{пор} = 0{,}7$ В.

Потенциал базы транзистора T_1 относительно «земли» равен сумме напряжений на открытых переходах база–коллектор транзистора T_1 и база–эмиттер транзистора T_2, т. е. $U_{б1} = U_{бк1} + U_{бэ2} = 1{,}4$ В. Тогда напряжение на закрытом переходе база–эмиттер транзистора T_1 $U_{бэ1} = -(2{,}4 - 1{,}4) = -1{,}0$ В. Транзистор T_1 можно считать открытым, если на входе действует помеха с напряжением $U_{п1} = -(1{,}0 + 0{,}7) = -1{,}7$ В.

В режиме логического нуля на входе транзистор T_2 закрыт, а транзистор T_1 находится в режиме насыщения. При этом напряжение на базе транзистора T_2 равно сумме входного напряжения и напряжения коллектор–эмиттер транзистора T_1, т. е. $U_{бэ2} = U_{кэн1} + U^0_{вх} = 0{,}2 + 0{,}4 = 0{,}6$ В.

Для отпирания транзистора T_2 требуется напряжение $U_{пор} = 0{,}7$ В. Следовательно, транзистор T_2 откроется при действии на входе помехи $U_{п0} = 0{,}7 - 0{,}6 = 0{,}1$ В.

9.8. Определить помехоустойчивость ТТЛ-схемы со сложным инвертором (см. рис. 9.6). Сравнить полученные результаты с результатами предыдущей задачи. Исходные данные обеих задач одинаковы.

Решение

В режиме логической единицы на входе потенциал базы транзистора T_1 относительно «земли» равен сумме напряжений

на открытых переходах база – коллектор транзистора T_1 и база – эмиттер транзисторов T_2 и T_4, т. е.

$$U_{61} = U_{6к1} + U_{6э2} + U_{6э4} = 2{,}1 \text{ В}.$$

Напряжение на закрытом переходе база – эмиттер транзистора T_1 $U_{6э1} = -(2{,}4 - 2{,}1) = -0{,}3$ В.

Напряжение помехи, при котором транзистор T_1 можно считать открытым, $U_{п1} = -(0{,}3 + 0{,}7) = -1{,}0$ В.

В режиме логического нуля на входе напряжение на базе транзистора T_2 равно сумме входного напряжения и напряжения коллектор – эмиттер насыщенного транзистора T_1: $U_{6э2} = U_{кэн1} + U^0_{вх} = 0{,}6$ В.

Для отпирания транзисторов T_2 и T_4 требуется двойное пороговое напряжение $2U_{пор} = 1{,}4$ В. Тогда напряжение помехи, вызывающее отпирание транзисторов T_2 и T_4, $U_{п0} = 2U_{пор} - U_{6э2} = 1{,}4 - 0{,}6 = 0{,}8$ В.

Таким образом, помехоустойчивость ТТЛ-схемы со сложным инвертором (см. рис. 9.6) по логическому нулю выше, а по логической единице ниже, чем ТТЛ-схемы без сложного инвертора (см. рис. 9.5).

9.9. На каждом из входов двухэмиттерного транзистора ТТЛ-схемы со сложным инвертором (см. рис. 9.11) действует высокий уровень напряжения. Определить входной ток $I^1_{вх}$ схемы, если падения напряжения $U_{6э}$, $U_{6к}$ на открытых переходах транзисторов равны 0,7 В. Инверсный коэффициент усиления многоэмиттерного транзистора $\beta_I = 0{,}01$, напряжение питания $E_к = 5$ В, сопротивление $R_1 = 4$ кОм.

Решение

Имеем

$$I^1_{вх} = \frac{\beta_I I_6}{2},$$

$$I_6 = \frac{E_к - U_{кб1} - U_{6э2} - U_{6э4}}{R_1}.$$

Учитывая, что, по условию, $U_{кб} = U_{6э} = 0{,}7$ В, получим $I_6 \approx 0{,}725$ мА. Следовательно, $I^1_{вх} = \dfrac{0{,}01 \cdot 0{,}725}{2} = 3{,}6$ мкА.

9.10. Как изменится входной ток $I^1_{вх}$ схемы (см. предыдущую задачу), если на один из входов подается низкий уровень напряжения $U^0_{вх} = 0{,}2$ В?

Решение

В рассматриваемом случае

$$I^1_{вх} = \beta_I I_б,$$

$$I_б = (E_к - U_{бэ} - U^0_{вх})/R_1 = 0{,}975 \text{ мА}, \quad I^1_{вх} = 0{,}01 \cdot 0{,}975 = 9{,}75 \text{ мкА}.$$

Таким образом, при подаче низкого уровня напряжения входной ток $I^1_{вх}$ увеличивается в 2,7 раза.

9.11. Определить мощность, потребляемую и рассеиваемую ненагруженной ТТЛ-схемой (см. рис. 9.6): а) при действии на одном из ее входов сигнала логического нуля с напряжением $U^0_{вх} = 0{,}2$ В, б) при действии на всех входах сигналов логической единицы. Принять следующие исходные данные: $E_к = 5$ В, $R_1 = 3{,}6$ кОм, $U_{бэ} = U_{бк} = 0{,}7$ В, $U_{кэн} = 0{,}2$ В, $R_2 = 2$ кОм.

Решение

а) При действии на одном из входов ТТЛ-схемы сигнала логического нуля транзистор T_1 работает в режиме насыщения, транзисторы T_2 и T_4 закрыты. Поэтому токами, протекающими через резисторы R_2 и R_4, можно пренебречь. Мощность, потребляемая схемой, $P_{потр} = E_к I_{R1}$.

Учитывая, что

$$I_{R1} = \frac{E_к - U^0_{вх} - U_{бэ1}}{R_1} = 1{,}14 \text{ мА},$$

будем иметь $P_{потр} = 5{,}7$ мВт.

б) При действии на всех входах ТТЛ-схемы сигналов логической единицы многоэмиттерный транзистор T_1 работает в активном инверсном режиме, транзисторы T_2 и T_4 – в режиме насыщения, а транзистор T_3 закрыт. В этом случае можно пренебречь током, протекающим через резистор R_4. Мощность, потребляемая схемой,

$$P_{потр} = E_к (I_{R1} + I_{R2}).$$

Вычислив

$$I_{R1} = \frac{E_к - U_{бк1} - U_{бэ2} - U_{бэ4}}{R_1} = 0{,}8 \text{ мА},$$

$$I_{R2} = \frac{E_к - U_{кэн2} - U_{бэ4}}{R_2} = 2{,}05 \text{ мА},$$

получим $P_{потр} = 14{,}2$ мВт.

9.12. Определить мощность, потребляемую и рассеиваемую ТТЛ-схемой (см. рис. 9.6) при действии на одном из ее входов

сигнала логического нуля с напряжением $U^0_{вх} = 0{,}4$ В. Схема нагружена на 16 аналогичных схем, каждая из которых имеет входной ток $I^1_{вх} = 0{,}63$ мА. Рассеиванием мощности на открытых переходах транзистора и диода пренебречь. Падение напряжения на открытых переходах транзисторов и диода $U_{бэ} = U_д = 0{,}7$ В. Номиналы резисторов: $R_1 = 39$ кОм, $R_2 = 2{,}5$ кОм, $R_4 = 500$ Ом. Напряжение питания $E_к = 5$ В.

Решение

Мощность, потребляемая схемой от источника питания, $P_{потр} = E_к(I_{R4} + I_{R1} + I_{R2})$, где I_{R1}, I_{R2}, I_{R4} – токи соответственно через резисторы R_1, R_2, R_4.

Записав

$$I_{R1} = \frac{E_к - U^0_{вх} - U_{бэ}}{R_1},$$

$$I_{R2} + I_{R4} = I_{вых} = 16I^1_{вх},$$

будем иметь

$$P_{потр} = E_к\left(\frac{E_к - U^0_{вх} - U_{бэ}}{R_1} + 16I^1_{вх}\right) = 10 \text{ мВт}.$$

Мощность, рассеиваемая на резисторах схемы,

$$P_{рас\,R} = \frac{(E_к - U^0_{вх} - U_{бэ})^2}{R_1} +$$

$$+ I^2_{вых}\left[\frac{R_2}{(1+\beta)^2} + \left(\frac{\beta}{1+\beta}\right)^2 R_4\right] \approx 4{,}4 \text{ мВт}.$$

Мощность, рассеиваемая на транзисторах схемы,

$$P_{рас\,T} = P_{потр} - P_{рас\,R} = 10 - 4{,}4 = 5{,}6 \text{ мВт}.$$

9.13. Определить условия, при которых режим транзистора T_4 в схеме на рис. 9.7 всегда соответствует режиму работы управляющего транзистора T_2.

Ответ: эмиттерный ток открытого транзистора T_2 является одновременно базовым током транзистора T_4, который при закрытых диоде $Д$ и транзисторе T_3 будет работать в режиме насыщения, если выполняются условия

$$I_{б4}\beta_4 = (I_{э2} - I_{R2})\beta_4 \geqslant I_{вых} = nI^0_{вх},$$

$$\left(\frac{E_к - U_{кн2} - U_{бэ4}}{R_1}\,\frac{\beta_2}{\beta_2 + 1} - \frac{U_{бэ4}}{R_3}\right)\beta_4 \geqslant nI^0_{вых},$$

где n – число подключенных нагрузочных схем, имеющих

входной ток $I^0_{вх}$. При большом количестве подключенных нагрузочных схем транзистор T_4 может выйти из режима насыщения и уровень выходного напряжения изменится. Если транзистор T_2 закрыт, то транзистор T_4 также закрыт, так как его база через резистор R_3 будет подключена к нулевой шине.

9.14. Определить значения коллекторного $I_к$ и базового $I_б$ токов транзистора Шотки (см. рис. 9.7, *б*), включенного по схеме ОЭ, если входной ток $I_{вх} = 5$ мА, напряжение питания $E_к = 5$ В, сопротивление резистора в коллекторной цепи $R_к = 1$ кОм. Коэффициент усиления по току *n-p-n*-транзистора $\beta = 50$, падение напряжения $U_{кэ} = 0{,}4$ В. Как изменится коллекторный ток транзистора Шотки, если произойдет случайный обрыв цепи источника питания $E_к$?

Решение

Для транзистора Шотки, включенного по схеме ОЭ, выполняются соотношения (см. рис. 9.7, *б*)

$$I_к = I_д + I_{Rк},$$

$$I_{вх} = I_д + I_б.$$

Учитывая, что $I_к = \beta I_б$, $I_{Rк} = (E_к - U_{кэ})/R_к$, после несложных вычислений получим

$$I_к = 9{,}5 \text{ мА}, \quad I_б \approx 0{,}19 \text{ мА}.$$

При обрыве цепи питания $I_к = I_д$; следовательно, $I_к = I_{вх}\beta/(1 + \beta) = 4{,}9$ мА.

9.15. Записать аналитические выражения для низкого и высокого уровней напряжения на выходе *1* и выходе *2* в ЭСЛ-схеме, нагруженной на *n* аналогичных схем: а) при заземленной минусовой шине (рис. 9.9, *а*), б) при заземленной плюсовой шине (рис. 9.9, *б*).

Решение

Расчет низких уровней на выходе схемы:

а) При заземленной минусовой шине (см. рис. 9.9, *а*) в режиме $U_{вх} = U^0_{вх}$ на выходе *1* имеем высокий уровень напряжения $U^1_{вых1}$ (транзистор T_1 закрыт), а на выходе *2* – низкий $U^0_{вых2}$ (рабочая точка транзистора T_2 в активной области).

Напряжение $U^0_{вых2}$ определяется разностью напряжений на коллекторе $U_{к2}$ транзистора T_2 и на открытом переходе эмиттер – база транзистора T_4 эмиттерного повторителя, т. е.

$$U^0_{вых2} = U_{к2} - U_{бэ4}. \tag{9.38}$$

В свою очередь,

$$U_{к2} = E_к - I_{Rк2}R_{к2}. \tag{9.39}$$

Ток $I_{Rк2}$ через резистор $R_{к2}$ является суммой коллекторного тока $I_{к2}$ транзистора T_2 и базового тока $I_{б4}$ транзистора T_4. Если последним током пренебречь (это возможно, если $R_{к2} \ll (1+\beta)R_4$), то

$$I_{Rк2} \approx I_{к2} = \alpha I_{э2} = \alpha \frac{U_э}{R_э} = \alpha \frac{E_0 - U_{бэ2}}{R_э}. \quad (9.40)$$

Подставляя полученные значения $I_{Rк2}$, $U_{к2}$ из (9.39) и (9.40) в формулу (9.38), получим

$$U^0_{вых2} = E - \alpha(E_0 - U_{бэ2})R_{к2}/R_э - U_{бэ4}. \quad (9.41)$$

В режиме $U_{вх} = U^1_{вх}$ транзистор T_1 открыт и его рабочая точка находится в активной области, а транзистор T_2 закрыт. Напряжение на выходе транзистора T_3 определяет низкий уровень логического нуля $U^0_{вых}$ схемы:

$$U^0_{вых1} = U_{к1} - U_{бэ3}, \quad (9.42)$$

где $U_{к1} = E - I_{Rк1}R_{к1}$ – напряжение на коллекторе открытого транзистора T_1, $I_{Rк1} = \alpha I_{э1} + I_{б1} \approx \alpha(U^1_{вх} - U_{бэ1})/R_э$. Следовательно,

$$U^0_{вых1} = E - \alpha(U^1_{вх} - U_{бэ1})R_{к1}/R_э - U_{бэ3}. \quad (9.43)$$

б) При заземленной плюсовой шине (рис. 9.9, *б*) будем иметь

$$\bar{U}^0_{вых2} = -E + U^0_{вых2} = -\alpha \frac{(E_0 - U_{бэ2})R_{к2}}{R_э} - U_{бэ4};$$

$$\bar{U}^0_{вых1} = -E + U^0_{вых1} = -\alpha \frac{U^1_{вх} - U_{бэ1}}{R_э} R_{к1} - U_{бэ3}.$$

Расчет высоких уровней на выходах схемы

а) При заземленной минусовой шине (рис. 9.9, *а*)

$$U^1_{вых2} = U_{э4} = E - I_{Rк}R_{к2} - U_{бэ4},$$

$$I_{Rк2} - I_{б4} = I_э/(1+\beta_4).$$

Ток эмиттера транзистора T_4 является суммой двух токов: тока нагрузки $nI^1_{вхн}$ и тока через резистор $R_{э4}$, т. е.

$$I_{э4} = nI^1_{вхн} + I_{Rэн} = nI^1_{вхн} + U^1_{вых}/R_4.$$

Тогда

$$U^1_{вых2} = E - (nI^1_{вхн} + U^1_{вых2}/R_{э4})R_{к2}/(\beta_4 + 1) - U_{бэ4},$$

где $I^1_{вхн} = I_{Rэн}/(1+\beta_{1н})$ – максимальный входной ток транзистора одной нагрузочной схемы; $I_{Rэн} = (U^1_{вых2} - U_{бэн})/R_э$ – ток

через резистор $R_э$ нагрузочной схемы; $U_{бэн}$ – напряжение на эмиттерном переходе транзистора $T_{1н}$ нагрузочной схемы.

Таким образом,

$$U^1_{вых2} = (E - U_{бэ4}) - \left[\frac{n(U^1_{вых2} - U_{бэн})}{R_э(1+\beta_{1н})} + \frac{U^1_{вых2}}{R_4}\right]\frac{R_{к2}}{\beta_4 + 1}.$$

После преобразований получим (полагая $\beta_4 = \beta_{1н} = \beta$)

$$U^1_{вых2} = \left[(E - U_{бэ4}) + \frac{nU_{бэ4}R_{к2}}{R_э(1+\beta)^2}\right] \Big/ \left[1 + \frac{nR_{к2}}{R_э(1+\beta)^2} + \frac{R_{к2}}{R_4(\beta+1)}\right]. \quad (9.44)$$

Высокий уровень напряжения на выходе *1* при закрытых входных транзисторах

$$U^1_{вых1} = U_{э3} = E - I_{Rк}R_{к1} - U_{бэ3},$$
$$I_{Rк1} = I_{б3} = I_{э3}/(1+\beta_3).$$

Учитывая, что

$$I_{э3} = U^1_{вых1}/R_3 + nI^1_{вхн},$$
$$I^1_{вхн} = I_{Rэн}/(1+\beta_{1н}),$$
$$I_{Rэн} = (U^1_{вых1} - U_{бэн})/R_э,$$

получим после преобразований (при $\beta_{1н} = \beta_3 = \beta$)

$$U^1_{вых1} = \left[(E - U_{бэ3}) + \frac{nU_{бэн}R_{к1}}{R_э(1+\beta)^2}\right] \Big/ \left[1 + \frac{nR_{к1}}{R_э(1+\beta)^2} + \frac{R_{к1}}{R_3(\beta+1)}\right]. \quad (9.45)$$

Формулы (9.44) и (9.45) позволяют оценить влияние нагрузочного тока на высокий уровень выходного напряжения ЭСЛ-схемы.

Так как на практике нагрузочная способность ЭСЛ-схемы ограничивается в первую очередь требуемым быстродействием, то число n не превышает 15. Поэтому, приняв $n \leqslant \beta$, $R_{к1}(R_{к2}) \ll R_э(\beta+1)$, формулы (9.44) и (9.45) можно упростить: $U^1_{вых2} \approx E - U_{бэ4}$, $U^1_{вых1} \approx E - U_{бэ3}$.

б) При заземленной плюсовой шине (рис. 9.9, *б*) с учетом сделанных выше допущений

$$\bar{U}^1_{вых1} \approx \bar{U}^1_{вых2} = -E + U^1_{вых2} \approx -E + U^1_{вых1} \approx -U_{бэ}.$$

9.16. Определить условия, при которых в ЭСЛ-схеме (см. рис. 9.9, *а*) открытые транзисторы работают в активном режиме.

Решение

Эмиттерный повторитель на транзисторе T_4 находится в активном режиме, так как коллекторный переход транзистора T_4 смещен в обратном направлении (потенциал на базе ниже потенциала на коллекторе):

$$U_{64} = E - I_{Rк2}R_{к2},\ U_{к4} = E.$$

Аналогично, эмиттерный повторитель на транзисторе T_3 находится в активном режиме, так как

$$U_{63} = E - I_{Rк1}R_{к1},\ U_{к3} = E_к.$$

Определим условие, при котором транзистор T_1 находится в активном режиме. Тогда $U_{к1} > U_{61}$, запишем

$$U_{61} = U^1_{вх1};\ U_{к1} = E - I_{к1}R_{к1};$$
$$I_{к1} \approx \alpha I_{э1} = \alpha(U^1_{вх1} - U_{бэ1})R_{к1}/R_э.$$

Тогда условие активного режима работы транзистора $T_1 U_{к1} > > U_{61}$ будет иметь вид

$$E - \alpha\frac{U^1_{вх1} - U_{бэ1}}{R_э}R_{к1} \geqslant U^1_{вх1}.$$

Определим условие, при котором транзистор T_2 находится в активном режиме, когда $U_{к2} > U_{62}$; $U_{к2} = E_к - I_{Rк2}R_{к2}$; $U_{62} = = E_0$.

Так как

$$I_{Rк2} = I_{к2} + I_{64} \approx I_{к2} = \alpha I_{э2} \approx I_{э2},$$
$$I_э = U_э/R_э = (E_0 - U_{бэ2})/R_2,$$

то условие активного режима транзистора T_2:

$$U_{к2} = E_к - \frac{(E_0 - U_{бэ2})R_{к2}}{R_э} \geqslant E_0.$$

9.17. Определить высокий и низкий уровни напряжения на выходе *2* схемы на рис. 9.9, *б* ЭСЛ-типа, если потенциал коллектора транзистора T_2 относительно «земли» в закрытом состоянии составляет $-0{,}1$ В, в открытом состоянии $-0{,}8$ В. Падение напряжения на эмиттерном переходе открытого транзистора T_4 $U_{бэ4} = 0{,}7$ В.

Ответ: $U^1_{вых2} = -0{,}8$ В, $U^0_{вых2} = -1{,}5$ В.

9.18. Определить высокий и низкий уровень напряжения на выходе *1* схемы на рис. 9.9, *б*, если при поступлении входного сигнала $U^1_{вх1}$ потенциал коллектора транзистора T_1 относитель-

но «земли» изменился от $-0{,}1$ до $-0{,}8$ В. Падение напряжения $U_{б э} = 0{,}7$ В.

Ответ: $U^1_{вых1} = -0{,}8$ В, $U^0_{вых1} = -1{,}5$ В.

9.19. Изменится ли низкий уровень напряжения на выходе *1* схемы на рис. 9.9, *б*, если при действии на входе *1* сигнала $U^1_{вх1}$ поступил сигнал $U^1_{вх2}$ на вход *2*?

Ответ: изменится, так как за счет тока транзистора T_2 падение напряжения на резисторе $R_{к1}$ увеличится по абсолютному значению.

9.20. Определить среднюю мощность потребления микросхемы ЭСЛ-логики (см. рис. 9.9, *б*), если $U^1_{вых1} = -0{,}8$ В, $U^0_{вых1} = -1{,}7$ В, $R_к = R_{к1} = R_{к2} = 0{,}3$ кОм, $R_э = 1{,}2$ кОм, $E = -5$ В.

Ответ:

$$P_{потр.ср} = P_{пт.ср} + 2P_{эп.ср} = I_{Rэ}E + 2EI_{к.ср} = \Delta U_{лог}E/R_к + 2E_0E/R_э \approx 20 \text{ мВт},$$

где $P_{пт.ср}$ – средняя мощность, потребляемая переключателем тока; $P_{эп.ср}$ – средняя мощность, потребляемая эмиттерным повторителем.

9.21. Определить значения токов в схеме, приведенной на рис. 9.17, если на входе A действует напряжение логического нуля, а на входе B – напряжение логической единицы. В качестве источника сигнала и нагрузки используются одинаковые $И^2Л$-элементы. Коэффициент передачи тока α транзистора T_0 принять равным 0,3, напряжение питания $E = 5$ В, сопротивление инжектора $R_и = 100$ кОм.

Решение

Определим входной ток первого логического элемента (транзистор T_1), воспользовавшись выражением (9.4а): $I_{вх1} = I^0_{вх} = \alpha I_и / n_и$, где $n_и = 2$ – количество коллекторов p-n-p-транзистора;

$$I_и = \frac{E - U_{б э}}{R_и} = \frac{E - 0{,}6 \text{ В}}{R_и}.$$

Подставляя в формулу для $I_{вх1}$ значения $E = 5$ В, $R_и = 100$ кОм, $\alpha = 0{,}3$, получаем $I_{вх1} = 5{,}4 \cdot 10^{-6}$ А.

Весь питающий ток I_1^* (рис. 9.17) ответвляется в цепь источника сигнала, и ток базы транзистора T_1 равен нулю. Транзистор T_1 закрыт, ток эмиттера $I_{э1}$ и токи коллекторов $I_{к11}$ и $I_{к12}$ равны нулю.

Входной ток второго элемента (транзистор T_2) $I_{вх2} = I^1_{вх} \approx 0$. Ток базы транзистора T_2 определяется той частью тока инжектора $I_и$, которая ответвляется в базу T_2:

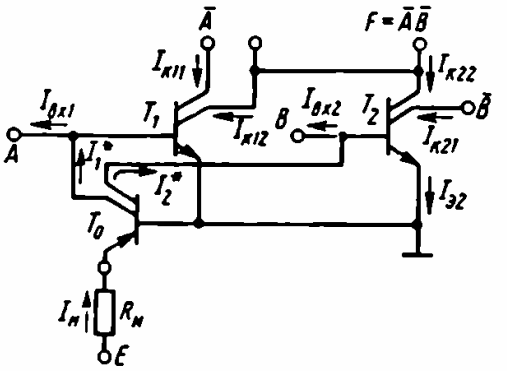


Рис. 9.17

$$I_{б2} = \frac{\alpha I_и}{n_и} = \frac{0{,}3 \cdot 43 \cdot 10^{-6}}{2} = 5{,}4 \cdot 10^{-6} \text{ А}.$$

Токи коллекторов транзистора T_2 $I_{к21}$ и $I_{к22}$ определяются токами нагрузки — токами $I^0_{вх}$ элементов И^{2}Л:

$$I_{к21} = I_{к22} = I^0_{вх} = \frac{I_и \alpha}{2} = 5{,}4 \cdot 10^{-6} \text{ А}.$$

Ток эмиттера $I_{э2}$ равен сумме базового и коллекторных токов:

$$I_{э2} = I_{б2} + I_{к21} + I_{к22} = 16{,}2 \cdot 10^{-6} \text{ А}.$$

9.22. Рассчитать уровни логического нуля, логической единицы и статическую помехоустойчивость элемента И^{2}Л (транзисторы T_1 и T_0 на рис. 9.10) при $E = 3$ В, $R_и = 10$ кОм, $\alpha = 0{,}6$ для транзистора p-n-p, $\beta = 5$ для транзистора n-p-n. Считать, что к каждому выходу подключен один аналогичный нагрузочный элемент И^{2}Л.

Решение

Уровень логического нуля можно рассчитать в соответствии с выражением (9.2а). Для определения степени насыщения S_1 транзистора T_1 необходимо рассчитать ток базы $I_{б1}$ и коллекторный ток насыщения $I_{кн1}$ транзистора T_1. Имеем

$$I_{б1} = \frac{I_и \alpha}{n_и} = \frac{I_и \alpha}{3} = \frac{(E - U_{б э})\alpha}{3R_и} = \frac{(3 - 0{,}6)0{,}6}{3 \cdot 10^4} = 4{,}8 \cdot 10^{-5} \text{ А}.$$

Так как каждый из двух выходов рассматриваемого логического элемента нагружен на аналогичную схему, то $I_{кн1} = 2I^0_и = 2I^0_{вх}$, где $I^0_{вх} = I_и \alpha / 3 = 4{,}8 \cdot 10^{-5}$ А, $I_{кн1} = 2I^0_{вх} = 9{,}6 \cdot 10^{-5}$ А. Степень насыщения $S_1 = \beta I_{б1} / I_{кн1} = 2{,}5$. Подставив в формулу (9.2а) $S_1 = 2{,}5$, $\varphi_т = 26$ мВ, получим $U^0 = 12$ мВ.

Уровень логической единицы $U^1 = U^* = 0{,}6$ В. Помехоустойчивость элемента определяется по формулам (9.3). Величина допустимой положительной помехи $U^0_{пом.ст} = U^* - U^0 \approx 0{,}6$ В. Величина отрицательной допустимой помехи $U^1_{пом.ст} = \varphi_т \ln S_1 = 24$ мВ.

9.23. Определить величину сопротивления $R_и$ элемента И^{2}Л (транзисторы T_1 и T_0 на рис. 9.10) при условии $t^{0,1}_{зд.р} \leqslant 10$ нс.

Величина паразитной емкости $C_п$ составляет 10 пФ, коэффициент передачи тока p-n-p-транзистора $\alpha = 0{,}3$, напряжение питания $E = 5$ В.

Ответ: 0,4 кОм.

9.24. Изобразить принципиальную схему на элементах $И^2Л$, выполняющую логическую функцию $F = (A + B)(C + D)$. Определить для этой схемы величины сопротивления в цепи инжектора $R_и$ и время задержки $t_{зд.р\,ср}$, если заданы следующие параметры: потребляемая мощность $P = 1$ мВт, напряжение питания $E = 3$ В, паразитная емкость $C_п = 1$ пФ, коэффициент передачи тока p-n-p-транзистора $\alpha = 0{,}8$, постоянная времени $\tau_\beta = 10$ нс.

Решение

Используя теорему де Моргана, преобразуем функцию в форму, удобную для реализации в базисе $И^2Л$:

$$F = (A + B)(C + D) = \overline{\bar{A}\,\bar{B}} \cdot \overline{\bar{C}\,\bar{D}}.$$

Принципиальная схема, с помощью которой реализуется функция F, представлена на рис. 9.18. Найдем величину сопротивления в цепи инжектора как отношение падения напряжения на сопротивлении $R_и$ к значению тока инжектора: $R_и = (E - U_{бэ})/I_и$. Ток инжектора определим, воспользовавшись равенством (9.6): $I_и = P/E$. При $E = 3$ В, $P = 1$ мВт, $U_{бэ} = U^* = 0{,}6$ В получаем $R_и = 8$ кОм.

Время задержки $t_{зд.р}$ определим по формулам (9.7):

$$t^{0,1}_{зд.р} \approx \frac{C_п U^* n_и}{\alpha I_и}.$$

При $C_п = 1$ пФ, $U^* = 0{,}6$ В, $\alpha = 0{,}8$, $I_и = P/E = 0{,}3$ мА, $n_и = 6$

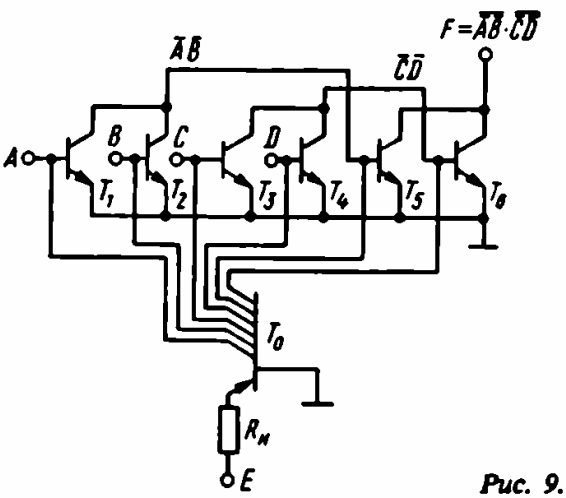


Рис. 9.18

получаем $t^{0,1}_{зд.р} = 15$ нс, $t^{1,0}_{зд.р} = \tau_\beta = 10$ нс, $t_{зд.р.ср} = 0{,}5(t^{0,1}_{зд.р} +$

$+ t^{1,0}_{зд.р}) = 12{,}5$ нс.

9.25. Изобразить принципиальную схему в базисе И^{2}Л, выполняющую логическую функцию $F = \overline{A + B + C}$. Схема нагружена на четыре элемента И^{2}Л, каждый из которых имеет входную емкость $C_{вх} = 2$ пФ. Определить величину сопротивления в цепи инжектора $R_и$ и мощность P, потребляемую при условии, что $t^{0,1}_{зд.р} = 20$ нс, $E = 5$ В, коэффициент передачи тока p-n-p-транзистора $\alpha = 0{,}5$.

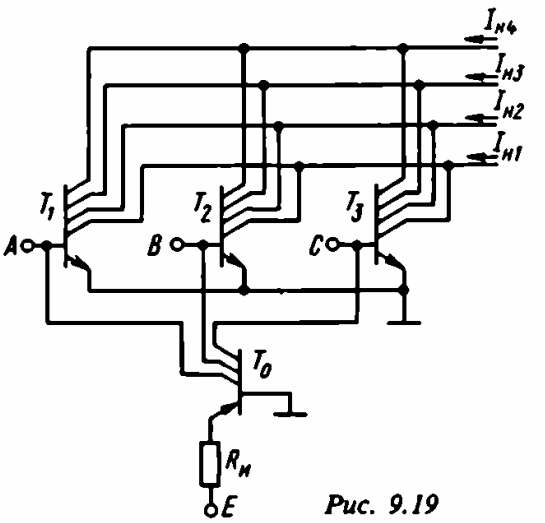


Рис. 9.19

Ответ: $R_и = 3$ кОм, $P = 7$ мВт; принципиальная схема приведена на рис. 9.19.

9.26. Сформулировать требования к коэффициенту передачи по току β транзистора n-p-n и сопротивлению в цепи инжектора $R_и$ в схеме ИЛЭ на рис. 9.10 при следующих параметрах схемы: $U^0 \leqslant 15$ мВ, $I^0_{вх} = 10$ мкА, $E = 5$ В, коэффициент передачи тока транзистора p-n-p $\alpha = 0{,}6$. Каждый из выходов схемы нагружен на аналогичный ИЛЭ.

Ответ: $\beta \geqslant 4{,}4$, $R_и = 88$ кОм.

9.27. Определить, как изменится значение работы переключения $A_{пер}$ схемы, приведенной на рис. 9.10, если напряжение питания E изменится с 5 до 1,5 В. Основные параметры схемы таковы: $\tau_\beta = 20$ нс, $C_п = 1$ пФ, коэффициент передачи тока транзистора p-n-p $\alpha = 0{,}5$, $R_и = 51$ кОм.

Ответ: уменьшится с $7{,}5 \cdot 10^{-12}$ до $1{,}2 \cdot 10^{-12}$ Дж.

9.28. Определить коэффициент разветвления $K^0_{разв}$ элемента И^{2}Л, приведенного на рис.9.10, если минимальный коэффициент усиления по току транзистора n-p-n $\beta_{min} = 5$.

Решение

Коэффициент разветвления при логическом нуле на выходе определяется из условия нахождения транзистора T_1 в режиме насыщения. Полагая степень насыщения $S_{min} = 1{,}5$, находим, согласно (9.5а), $K^0_{разв} = \beta_{min}/S_{min} = 3$.

9.29. Определить аналитическое выражение для расчета напряжения логического нуля элементов ИЛИ–НЕ и И–НЕ на однотипных МДП-транзисторах. Потенциал логической единицы принять равным $E - U_0$.

Решение

а) Схема ИЛИ–НЕ изображена на рис. 9.11, *а*. Потенциал логического нуля $U^0_{\text{вых}}$ устанавливается на выходе схемы при $U_{\text{вх}} = U^1_{\text{вых}} = E - U_0$. Подставим в формулу (9.11) для тока стока транзистора $T_{\text{а}}$ значение $U_{\text{зиа}} = U^1 = E - U_0$, а в формулу (9.12) для тока стока транзистора $T_{\text{н}}$ значение $U_{\text{зин}} = E - U_{\text{сиа}}$ и решим совместно оба уравнения с учетом равенства $MI_{\text{са}} = I_{\text{сн}}$, где M – число входов (активных транзисторов), на которые подано напряжение логической единицы.

В результате получим

$$Mb_{\text{а}}\left[(E - 2U_0)\,U_{\text{сиа}} - \frac{1}{2}U^2_{\text{сиа}}\right] = \frac{b_{\text{н}}}{2}(E - U_{\text{сиа}} - U_0)^2.$$

Считая $U_{\text{сиа}} = U^0_{\text{вых}}$ малой величиной по сравнению с U_0 и E и пренебрегая членами 2-го порядка малости $U^2_{\text{сиа}}$, получим

$$U^0_{\text{вых}\,\text{или}} \simeq \frac{b_{\text{н}}(E - U_0)^2}{2Mb_{\text{а}}(E - 2U_0)}.$$

б) Для схемы И–НЕ, приведенной на рис. 9.11, *б*, величина $U^0_{\text{вых}}$ равна сумме напряжений между стоком и истоком каждого из управляющих транзисторов. Считая M управляющих транзисторов одинаковыми, получим

$$U^0_{\text{вых}\,\text{и}} \simeq M\frac{b_{\text{н}}}{2b_{\text{а}}}\frac{(E - U_0)^2}{E - 2U_0}.$$

9.30. Вывести аналитическое выражение для расчета мощности $P_{\text{пот}}$, потребляемой от источника питания инвертором на однотипных МДП-транзисторах [проверить правильность формулы (9.19)].

Решение

Определим ток, потребляемый от источника питания при низком потенциале на выходе ($U_{\text{вых}} = U^0_{\text{вых}} \simeq 0$).

Подставив в (9.12) $U_{\text{зин}} = E - U^0_{\text{вых}} \approx E$, получим

$$I_{\text{с}} = \frac{b_{\text{н}}}{2}(E - U_0)^2.$$

Мощность, потребляемая от источника питания при $U_{\text{вых}} = U^0_{\text{вых}}$, равна

$$P^0_{\text{пот}} = EI_{\text{с}} = \frac{b_{\text{н}}}{2}E(E - U_0)^2.$$

При $U_{вых} = U^1_{вых}$ ток через транзисторы близок к нулю и $P_{пот} \approx 0$.

Считая состояния логического нуля и логической единицы равновероятными, получим

$$P_{пот} = \frac{1}{2}(P^0_{пот} + P^1_{пот}) = 0{,}25 b_н E (E - U_0)^2.$$

9.31. Найти соотношение между временем включения и временем выключения логической схемы на однотипных МДП-транзисторах. Пояснить, почему время включения меньше времени выключения.

Решение

После подачи отпирающего сигнала на затвор активного транзистора $T_а$ (см. рис. 9.11) $U_{вх} = E - U_0$ ток стока практически мгновенно достигает значения $I_{са}(0) = \frac{b_а}{2}[(E - U_0) - U_0]^2$. Емкость $C_{вых}$ начинает разряжаться током $I_{са}(0)$. Напряжение $U_{вых}$ уменьшается, а после перехода активного транзистора $T_а$ из пологой области в крутую начинает уменьшаться и ток стока. Упростим задачу и пренебрежем уменьшением тока стока при переходе $T_а$ в крутую область. Будем считать, что на всем протяжении переходного процесса емкость $C_{вых}$ разряжается постоянным током $I_{са}(0)$. Разделив начальный заряд $Q(0) = EC_{вых}$ на ток разряда $I_{са}(0)$, получаем

$$t_{з.вкл} = \frac{2EC_{вых}}{b_а(E - 2U_0)^2}.$$

При поступлении запирающего сигнала ток $I_{са}$ практически мгновенно уменьшается до нуля. После запирания транзистора $T_а$ емкость $C_{вых}$ заряжается от источника питания E через открытый транзистор $T_н$. Сопротивление канала транзистора $T_н$ меняется по мере заряда емкости $C_{вых}$, однако для упрощения расчетов примем его постоянным и равным $r_{кн}(0) = \frac{1}{S}$, где $S = b_н(U_{зин} - U_0) \simeq b_н(E - U_0)$.

Время выключения определим как время изменения выходного напряжения между уровнями от $0{,}1U^1_{вых}$ и $0{,}9U^1_{вых}$:

$$t_{з.выкл} = 2{,}2\tau_{выкл},$$

где $\tau_{выкл} = r_{кн}(0)C_{вых} = \frac{C_{вых}}{b_н(E - U_0)}$.

Таким образом, соотношение между $t_{з.вкл}$ и $t_{з.выкл}$ приближенно

таково:

$$\frac{t_{з.вкл}}{t_{з.выкл}} \simeq \frac{\dfrac{2EC_{вых}}{b_а(E-2U_0)^2}}{\dfrac{2{,}2C_{вых}}{b_н(E-U_0)}} = \frac{2b_н}{2{,}2b_а}\,\frac{E(E-U_0)}{(E-2U_0)^2} \approx \frac{b_н}{b_а}.$$

Так как $b_н \ll b_а$ для получения малой величины $U^0_{вых}$, то время включения оказывается гораздо меньше времени выключения.

9.32. Определить работу переключения $A_{пер} = P_{пот}t_{з.ср}$ двухвходовой логической схемы ИЛИ – НЕ на однотипных МДП-транзисторах, если заданы следующие параметры: $U_0 = 3$ В, $E = 15$ В, $C_{вых} = 10$ пФ, $b_а = 0{,}3$ мА/В^2, $U^0_{вых} = 0{,}8$ В.

Решение

Определим величину $b_н$ с помощью формулы (9.14а):

$$b_н = \frac{U^0_{вых} \cdot 2Mb_а(E-2U_0)}{(E-U_0)^2}.$$

Подставляя в выражение для $b_н$ величины $M = 2$, $U^0_{вых} = 0{,}8$ В, $b_а = 0{,}3$ мА/В^2, $E = 15$ В, $U_0 = 3$ В, получаем $b_н = 0{,}04$ мА/В^2. Используя полученное значение $b_н$ и другие исходные данные, на основании формул (9.19), (9.20)–(9.22) получаем $A_{пер} = P_{пот}t_{з.ср} = 1{,}1 \cdot 10^{-9}$ Дж.

9.33. Как изменятся логические уровни ИМС на однотипных МДП-транзисторах, если нагрузочный транзистор $T_н$ заменить резистором R?

Ответ: $U^1_{вых} = E$,

$$U^0_{вых} = \frac{E}{1 + RMb_а(E-U_0)}.$$

9.34. В схеме со сложным инвертором, представленной на рис. 9.20, геометрические размеры каналов транзисторов T_1 и T_2 выбираются одинаковыми. Сравнить данную схему с простыми схемами, приведенными на рис. 9.11, по значению напряжения $U^0_{вых}$ и быстродействию.

Решение

Для данной схемы характерна поочередная работа транзисторов T_3 и T_4; если T_3 открыт, то T_4 закрыт, и наоборот. Это обстоятельство позволяет получить

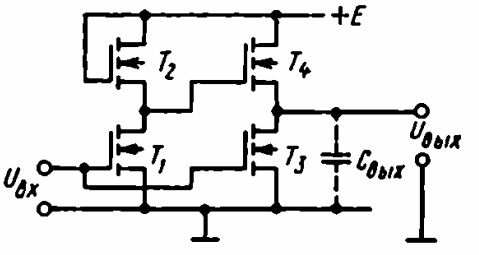


Рис. 9.20

значение $U^0_{вых} \simeq 0$ при высокой крутизне (малом сопротивлении канала) как у транзистора T_3, так и у транзистора T_4. Выходная емкость $C_{вых}$ всегда перезаряжается через малое сопротивление канала либо T_3, либо T_4. Время переключения здесь примерно равно времени включения, т. е. быстродействие данной схемы гораздо выше быстродействия простых схем, приведенных на рис. 9.11 (примерно в $b_а/b_н$ раз, где $b_а$ и $b_н$ – удельные крутизны МДП-транзисторов в схеме на рис. 9.11).

9.35. Инвертор состоит из двух *p*-канальных МДП-транзисторов ($T_а$ и $T_н$ на рис. 9.11, *а*) со следующими параметрами: $U_0 = 2$ В, $b_а = 100$ мкА/В^2, $b_н = 1$ мкА/В^2, $C_н = 5$ пФ. Определить величины $U^1_{вых}$, $U^0_{вых}$, $U^1_{пом}$, $U^0_{пом}$, $P_{пот}$, $t_{з.вкл}$, $t_{з.выкл}$ при $E =$ $= 9$ В.

Ответ: $U^1_{вых} = 7$ В, $U^0_{вых} = 50$ мВ, $U^0_{пом} = 2$ В, $U^1_{пом} = 4{,}7$ В, $P_{пот} = 0{,}11$ мВт, $t_{з.вкл} = 18$ нс, $t_{з.выкл} = 1{,}5$ мкс.

9.36. Определить, как изменится потребляемая мощность и помехоустойчивость инвертора на *p*-канальных МДП-транзисторах при увеличении температуры от 25 до 85 °С. Величины $\partial U_0/\partial T$ и $\partial b/(\partial T b)$ принять равными соответственно $-3 \cdot 10^{-3}$ В/°С и $-1{,}5/T$, где T – температура, К. При $T =$ $= 25$ °С значение порогового напряжения составляет 2 В, удельные крутизны транзисторов $b_а = 100$ мкА/В^2, $b_н =$ $= 1$ мкА/В^2. Напряжение питания $E = 9$ В.

Ответ: потребляемая мощность $P_{пот}$ уменьшится со 110 до 82 мкВт, $U^0_{пом}$ уменьшится на 180 мВ, $U^1_{пом}$ увеличится на 360 мВ.

9.37. Определить, каково значение коэффициента разветвления по выходу интегральной логической схемы на однотипных транзисторах, если время переключения схемы не должно превышать 2 мкс.Входную емкость $C_{вх}$ интегральной схемы принять равной 2 пФ, остальные исходные данные соответствуют задаче 9.35.

Решение

Максимальное время переключения определяется временем задержки выключения $t_{з.выкл}$. В данном примере

$$t_{з.выкл} = \frac{2{,}2C_{вых}}{b_н(E - U_0)} = \frac{2{,}2nC_{вх}}{b_н(E - U_0)},$$

где n – количество таких же логических элементов с входной емкостью $C_{вх}$, подключаемых к выходу данного элемента.

Следовательно,

$$K_{разв} = n = \frac{t_{з.вкл} b_н (E - U_0)}{2{,}2C_{вх}}.$$

Подставляя в последнее выражение исходные данные, получим $K_{\text{разв}} = 3$.

9.38. Изобразить принципиальную схему логического элемента 3И – НЕ. Определить, как изменятся логические уровни этого элемента при увеличении температуры с 25 до 85 °С и уменьшении напряжения питания на 10%. Другие исходные данные те же, что и в задаче 9.35.

Ответ: $U^1_{\text{вых}}$ уменьшится с 7 до 5,92 В, $U^0_{\text{вых}}$ уменьшится со 147 до 140 мВ.

9.39. Изобразить принципиальную схему логического элемента 3ИЛИ – 2И – НЕ и определить логические уровни, если параметры МДП-транзисторов и напряжение E соответствуют исходным данным задачи 9.35.

Ответ: $U^1_{\text{вых}} = 7$ В, $U^0_{\text{вых}} = 50$ мВ.

9.40. Сравнить величины $U^0_{\text{вых}}$ и $t_{\text{з.выкл}}$ инвертора на p-канальных МДП-транзисторах и инвертора на n-канальных МДП-транзисторах, если геометрические размеры каналов нагрузочных транзисторов обоих инверторов одинаковы.

Решение

Величина $t_{\text{з.выкл}}$ инвертора на n-канальных МДП-транзисторах в 1,5 – 2 раза меньше, чем у инвертора на p-канальных МДП-транзисторах, так как удельная крутизна у n-канальных транзисторов в 1,5 – 2 раза больше, чем у p-канальных.

Величины $U^0_{\text{вых}}$ для обеих схем одинаковые, если одинаковы отношения удельных крутизн активного и нагрузочного транзисторов.

9.41. Сравнить быстродействие инвертора на однотипных МДП-транзисторах и инвертора на КМДП-транзисторах.

Решение

В инверторе на однотипных МДП-транзисторах соотношение времен выключения и включения определяется главным образом отношением удельных крутизн активного и нагрузочного транзисторов, которое принципиально должно быть большим для получения малого значения напряжения логического нуля (см. задачу 9.31): $t_{\text{з.выкл}}/t_{\text{з.вкл}} = b_{\text{а}}/b_{\text{н}}$.

В инверторе на комплементарных транзисторах такого ограничения на соотношение удельных крутизн активного и нагрузочного транзисторов нет, так как напряжение $U^0_{\text{вых}}$ не зависит от этого соотношения. Поэтому крутизны активного и нагрузочного транзисторов в схемах на комплементарных транзисторах выбирают примерно одинаковыми и время выключения оказывается примерно равным времени включения. Таким образом, быстродействие инвертора на комплементарных тран-

зисторах оказывается приблизительно в $b_a/b_н$ раз выше быстродействия инвертора на однотипных МДП-транзисторах.

9.42. Определить, при каких частотах переключения мощность, потребляемая инвертором на КМДП-транзисторах, будет равна мощности, потребляемой элементом ТТЛ. Принять напряжение питания $E = 9$ В, выходную емкость $C_{вых} = 10$ пФ, длительность фронта переключающих импульсов $t_ф = 10$ нс, удельные крутизны n-канального и p-канального транзисторов $b_n = b_p = 300$ мкА/В^2, пороговые напряжения $U_{0n} = U_{0p} = 3$ В. Мощность, потребляемую элементом ТТЛ, принять равной 1 мВт.

Решение

Мощность, потребляемая инвертором на КМДП-транзисторах, определяется согласно формуле (9.29). При высоких частотах переключения слагаемым $I_{ут}E$ можно пренебречь. Определим из (9.29) величину

$$f_п = \frac{P_{пот}}{C_{вых}E^2 + I_{скв}Et_ф}.$$

Величина $I_{скв}$ изменяется по мере отпирания одного и запирания другого транзистора. Приближенно оценим ток $I_{скв}$ как ток стока, протекающий через открытые транзисторы при $U_{зип} = U_{зир} = E/2$. Поскольку также выполняется условие $b_p = b_n$, оба транзистора работают в пологой области ВАХ:

$$I_{скв} = \frac{b_p}{2}\left(\frac{E}{2} - U_0\right)^2 = \frac{b_n}{2}\left(\frac{E}{2} - U_0\right)^2.$$

Подставляя в полученные формулы исходные данные, находим, что $f_п \simeq 1$ МГц.

9.43. Определить логические уровни, помехоустойчивость, потребляемую мощность и среднюю задержку переключения инвертора на КМДП-транзисторах при следующих параметрах схемы: $E = 9$ В, $U_{0n} = U_{0p} = 3$ В, $b_n = 2b_p = 300$ мкА/В^2, $C_{вых} = 10$ пФ, частота переключений $f_п = 100$ кГц, ток утечки между стоком и истоком закрытых МДП-транзисторов $I_{ут} = 1$ нА.

Ответ: $U^0_{вых} \simeq 0$, $U^1_{вых} \simeq 9$ В, $P_{пот} = 100$ мкВт, $t_{з.ср} = 17$ нс.

9.44. Составить принципиальную схему интегрального логического элемента на КМДП-транзисторах, реализующего логическую функцию $y = x_1x_2 + x_3x_4$.

Ответ: см. рис. 9.21.

9.45. Определить, как изменятся величины $P_{пот}$, $U^1_{вых}$, $U^0_{вых}$, $U^0_{пом}$, $U^1_{пом}$ в схеме инвертора на КМДП-транзисторах с параметрами, указанными в условии задачи 9.43, если: а) темпера-

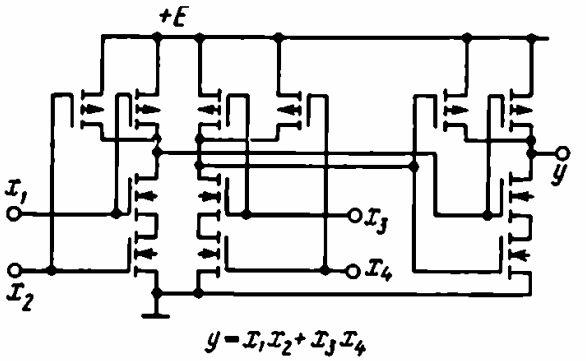


Рис. 9.21

тура увеличится с 25 до 85 °С, б) частота переключений $f_п$ увеличится со 100 кГц до 2 МГц, в) напряжение питания уменьшится на 10%.

Ответ: а) практически не изменятся, б) $P_{пот}$ увеличится со 100 мкВт до 2 мВт, в) $U^1_{вых}$ уменьшится с 9 до 8,1 В, $U^0_{пом}$ уменьшится с 4,2 до 3,9 В, $U^1_{пом}$ уменьшится с 4,8 до 4,2 В, $P_{пот}$ уменьшится со 100 до 80 мкВт.

9.46. Определить нагрузочную способность инвертора на КМДП-транзисторах при условии, что время переключения не должно превышать 0,1 мкс. Входную емкость инвертора принять равной 5 пФ. Остальные параметры: $E = 9$ В; $U_{0n} = U_{0p} = 3$ В, $b_n = b_p = 200$ мкА/В^2.

Ответ: $n = 15$.

ГЛАВА 10
ТРИГГЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ 10.1. АСИНХРОННЫЕ И СИНХРОННЫЕ ТРИГГЕРЫ

Триггером называют импульсную схему, имеющую два устойчивых состояния. В каждом из этих состояний триггер может находиться до тех пор, пока на его вход не будет подано управляющее напряжение. При этом триггер скачком переходит из одного состояния в другое. Соответственно изменяются уровни выходных напряжений триггера. Один из уровней выходного напряжения триггера принимают за логическую единицу, а другой — за логический нуль. Подавая определенную комбинацию электрических сигналов на входы триггера, триггер можно использовать для хранения и обработки двоичной информации, для деления и счета числа импульсов и т. д.

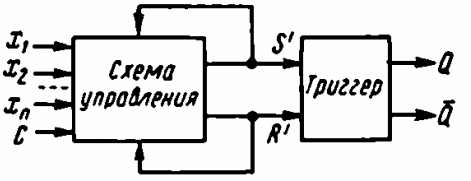


Рис. 10.1

Обобщенная структурная схема триггерного устройства представлена на рис. 10.1, где собственно триггер выполняет функцию бистабильной ячейки памяти, а схема управления преобразует поступающую информацию $x_1, x_2, \ldots, x_n$ в комбинацию входных сигналов R' и S', определяющих состояние триггера.

В зависимости от способа записи информации триггерные устройства на ИМС разделяются на асинхронные и синхронные (тактируемые). В асинхронных триггерах запись информации производится в произвольные моменты времени непосредственно при подаче сигналов (перепадов напряжения) на информационные входы триггера. Синхронные триггеры имеют наряду с информационными входами дополнительный вход C, на который поступает тактовый сигнал. Синхронный триггер может управляться уровнем, фронтом или срезом тактового импульса и срабатывает только при поступлении тактового импульса на вход C. Входы триггера, по которым он переключается фронтом или срезом импульса, называют динамическими. Если триггер переключается уровнем входного сигнала, то такой вход называют статическим.

Выходы триггерного устройства обозначают символами Q и $\bar{Q}$. Очевидно, что на выходах триггера всегда существуют парафазные напряжения, т. е. если, например, $Q = 0$, то обязательно $\bar{Q} = 1$.

Выходные состояния триггера при действии на его входах различных комбинаций сигналов в двоичной системе характеризуются таблицей состояний (переходов). Обозначения, принятые в таблице переходов:

Q – состояние триггера не изменится при изменении логического уровня на входе (входах);

$\bar{Q}$ – состояние триггера изменится при изменении информации на входе (входах);

x – неопределенное состояние триггера.

Информационные входы $x_1, x_2, \ldots, x_n$ на структурной схеме триггера (рис. 10.1) принято обозначать следующим образом:

S – вход установки Q в состояние 1,

R – вход установки Q в состояние 0,

T – счетный вход,

D – информационный вход для установки Q в состояние 1 или 0,

V – вход, разрешающий изменение состояния триггера,

J – вход переключения Q из состояния 0 в состояние 1,
K – вход переключения Q из состояния 1 в состояние 0.

В соответствии с классификацией по функциональному признаку триггерные устройства можно разделить на RS, D, T, JK, DV и другие типы.

В настоящее время самое широкое распространение в импульсной и цифровой технике получили триггерные устройства, выполненные на основе логических ИМС.

Триггеры на дискретных элементах, в частности на транзисторах, используются значительно реже. Они находят применение в нестандартной аппаратуре систем автоматического управления и контроля производственными процессами, в ядерной физике и других областях науки и техники, где требуются повышенные значения напряжений и токов. Триггеры на дискретных элементах чаще всего используют в качестве электронных реле для преобразования импульсов чередующейся полярности в прямоугольные перепады напряжений.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

10.1. Привести временные диаграммы работы устройства и составить таблицу переходов простейшего асинхронного RS-триггера, выполненного: а) на элементах ИЛИ – НЕ (рис. 10.2, *а*), на элементах И – НЕ (рис. 10.2, *б*). Сравнить полученные результаты и сделать вывод.

Решение

а) Условимся символами R^n, S^n, Q^n обозначать информационные значения входных и выходных сигналов триггера, действующих в интервале времени $t_n \leqslant t \leqslant t_{n+1}$ (на n-м такте), после поступления управляющих сигналов. Очевидно, что Q^{n-1} – состояние триггера, предшествующее поступлению управляющих сигналов.

При $R^n = 0$, $S^n = 1$ либо сохраняется предыдущее состояние триггера, если $Q^{n-1} = 1$, либо триггер переключается в состояние $Q^n = 1$, если $Q^{n-1} = 0$. При $R^n = 1$, $S^n = 0$ либо сохраняется предыдущее состояние триггера, если $Q^{n-1} = 0$, либо триггер переключается в состояние $Q^n = 0$, если $Q^{n-1} = 1$.

При $R^n = 0$, $S^n = 0$ состояние триггера не изменится, т. е. при любом предыдущем состоянии его будем иметь $Q^n = Q^{n-1}$. После окончания действия сигналов $R^n = 1$ и $S^n = 1$ триггер оказывается в неопределенном состоянии, т. е. с равной вероятностью может перейти в любое из двух устойчивых состояний: $Q^n = 1$ или $Q^n = 0$. Поэтому комбинация входных сигналов $R^n = 1$, $S^n = 1$ для RS-триггера (рис. 10.2, *а*) является запрещенной.

На основании вышеизложенного таблица переходов *RS*-триггера на элементах ИЛИ – НЕ будет иметь вид

S^n	R^n	Q^n
0	0	Q^{n-1}
0	1	0
1	0	1
1	1	×

б) Асинхронный триггер на элементах И – НЕ (рис. 10.2, *б*) не изменяет своего первоначального состояния при единичных уровнях информационных сигналов на входах устройства, а комбинация сигналов $R^n = 0$, $S^n = 0$ является запрещенной. Это означает, что для данного триггера управляющими являются нулевые уровни входных сигналов, а не единичные, как в предыдущем случае. Поэтому схему, изображенную на рис. 10.2, *б*, можно рассматривать как схему *RS*-триггера, представленную на рис. 10.2, *а*, с инверсными входами $\overline{R}$, $\overline{S}$. Таблица переходов рассмотренной схемы имеет вид

S^n	R^n	Q^n
0	0	×
0	1	1
1	0	0
1	1	Q^{n-1}

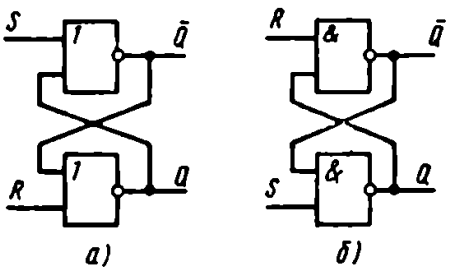


Рис. 10.2

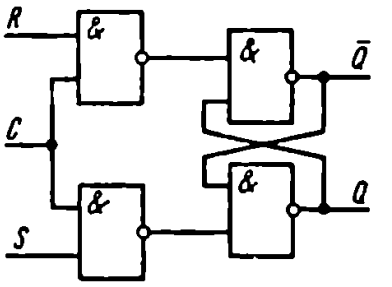


Рис. 10.3

10.2. В соответствии со схемой синхронного *RS*-триггера (рис. 10.3) составить и объяснить таблицу переходов, привести временные диаграммы работы и записать логическую формулу.

Ответ:

C^n	S^n	R^n	Q^n
0	0	0	Q^{n-1}
0	0	1	Q^{n-1}
0	1	0	Q^{n-1}
0	1	1	Q^{n-1}
1	0	0	Q^{n-1}
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	×

Логическая формула: $Q^n = C^n(S^n + \bar{R}^n Q^{n-1})$.

10.3. Проанализировать работу асинхронного Т-триггера, функциональная схема которого приведена на рис. 10.4. Составить и объяснить таблицу переходов.

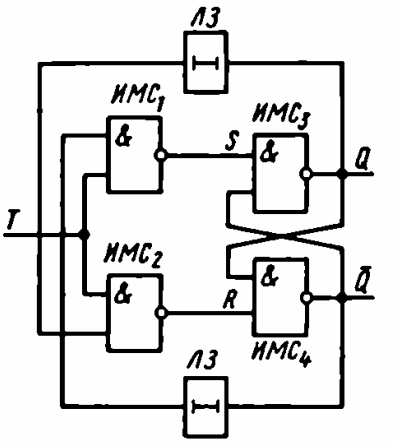


Рис. 10.4

Р е ш е н и е

Предположим, что триггер находится в состоянии 1, т. е. $Q^{n-1} = 1$, $\bar{Q}^{n-1} = 0$. Тогда при $T^{n-1} = 0$ на входах асинхронного RS-триггера, выполненного на $ИМС_3$ и $ИМС_4$ типа И – НЕ и являющегося составной частью Т-триггера, будем иметь $R^{n-1} = 1$, $S^{n-1} = 1$.

При поступлении счетного импульса $T^n = 1$ срабатывает $ИМС_2$. Следовательно, $\underline{R}^n = 0$ и триггер переключается в состояние 0, когда $Q^n = 0$, $\bar{R}^n = 1$.

Сигнал обратной связи задержан с помощью цепей задержки на время $t_{зад}$, больше времени действия входного импульса T^n, поэтому обратного срабатывания триггера не происходит.

После окончания действия импульса T^n на входах асинхронного RS-триггера снова устанавливается комбинация $R = 1$, $S = 1$, С приходом следующего счетного импульса срабатывает схема $ИМС_1$, так как $R^n = 1$, $Q^n = 0$, и триггер переключается. Таблица переходов такова:

T^n	Q^n
1	$\bar{Q}^{n-1}$
0	Q^{n-1}

10.4. Составить и объяснить таблицу переходов, привести временные диаграммы переключения синхронного Т-триггера, выполненного по способу «основной – вспомогательный» (О-В) (рис. 10.5).

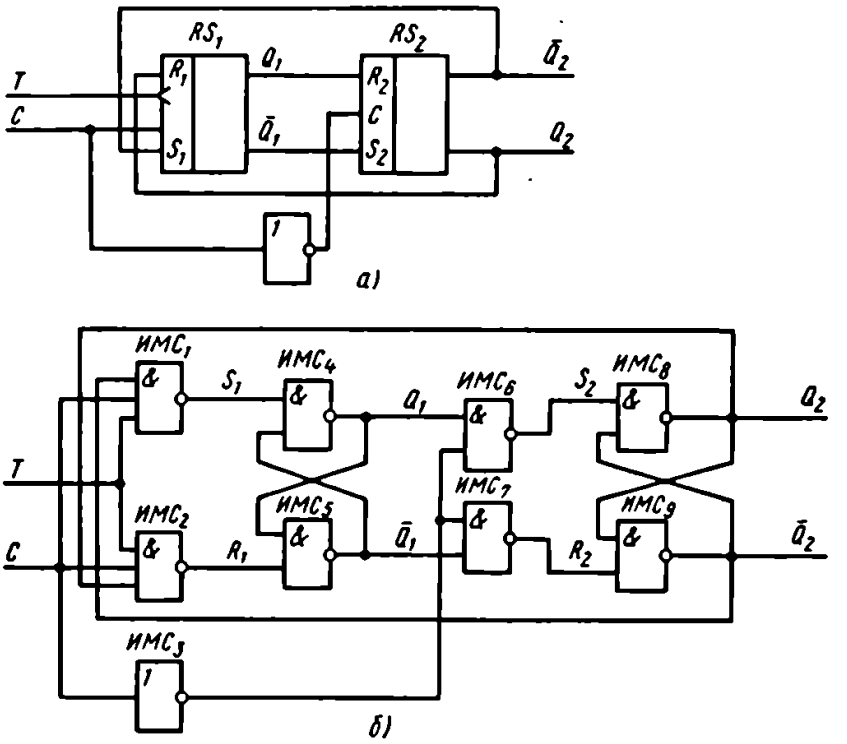


Рис. 10.5

Решение

Синхронный Т-триггер, выполненный по способу О-В (рис. 10.5, *а*), состоит из двух синхронных *RS*-триггеров и инвертора, через который тактовый импульс подается на триггер RS_2 (рис. 10.5, *а*). Триггер RS_1 называется основным (О). Его назначение – прием входной информации ($T = 1$) при наличии тактового импульса ($C = 1$). По окончании действия импульса C информация с основного триггера RS_1 поступает на триггер RS_2, который называется вспомогательным (В) и считывается на выходах триггера. Таблица переходов такова:

C^n	T^n	Q^n
1	1	$\bar{Q}^{n-1}$
1	0	Q^{n-1}
0	1	Q^{n-1}
0	0	Q^{n-1}

Предположим, что Т-триггер (рис. 10.5, *б*) находится в состоянии 1, т. е. $\bar{Q}_2^{n-1} = 0$, $Q_2^{n-1} = 1$, а сигналы на информационном и тактовом ходах отсутствуют ($T^{n-1} = 0$, $C^{n-1} = 0$). Тогда уровень напряжения на выходах $ИМС_1$ и $ИМС_2$ соответствует логической единице: $R_2^{n-1} = 1$, $S_2^{n-1} = 0$. Так как $S_2^{n-1} = 0$, то оба входа $ИМС_6$ имеют уровень напряжений, соответствующий логической единице. Следовательно, триггер RS_1 также находится в состоянии 1, т. е. $\bar{Q}_1^{n-1} = 0$, $Q^{n-1} = 1$.

При комбинации $T^n = 1$, $C^n = 0$ на входе Т-триггера схема RS_1 не изменяет своего состояния, так как только один сигнал T не может вызвать срабатывания $ИМС_1$ или $ИМС_2$.

При подаче сигналов $T^n = 1$, $C^n = 1$ срабатывает $ИМС_2$ (состояние $ИМС_1$ не изменяется), что приводит к изменению состояния триггера RS_1 ($\bar{Q}_1^n = 1$, $Q_1^n = 0$). На входах триггера RS_2 будем иметь $R_2^n = 1$, $S_2^n = 1$.

По окончании действия тактового сигнала C на входе R_2 появляется уровень напряжения, соответствующий логическому нулю, и триггер RS_2 изменяет свое состояние. Если теперь на вход T снова поступит информационный сигнал, то при наличии тактового сигнала срабатывает уже схема $ИМС_1$.

10.5. Свойства синхронного D-триггера характеризуются таблицей переходов:

C^n	D^n	Q^n
0	0	Q^{n-1}
0	1	Q^{n-1}
1	0	0
1	1	1

Показать, что схема на рис. 10.6, выполненная по способу О-В, реализует функцию D-триггера. Привести временны́е диаграммы, иллюстрирующие работу схемы.

Решение

При $D^n = 0$, $C^n = 0$ на выходах $ИМС_1$ и $ИМС_2$ имеем логическую единицу, т. е. основной триггер RS_1 подготовлен к приему информации. При $D^n = 0$, $C^n = 1$ срабатывает $ИМС_2$, на выходе которой появляется напряжение, соответствующее логическому нулю. Триггер RS_1 срабатывает, если $Q_1^{n-1} = 1$. При этом по окончании действия сигнала $C^n = 1$ переключится вспомогательный триггер RS_2, состояние которого определяется состоянием триггера RS_1. Если при комбинации на входах $D^n = 0$, $C^n = 1$ имеем $Q^{n-1} = 0$, то триггер RS_1, а сле-

довательно, и RS_2 не срабатывают, т. е. состояние D-триггера остается прежним.

При комбинации $D^n = 1$, $C^n = 1$ срабатывает $ИМС_2$. Тогда на входах триггера RS_1 будем иметь $R_1^n = 1$, $S_1^n = 0$, т. е. триггер RS_1 сработает, если $Q^{n-1} = 0$. В этом случае по окончании импульса $C^n = 1$ сработает и триггер RS_2, изменяя таким образом состояние D-триггера. Если при $D^n = 0$, $C^n = 1$ будем иметь $Q^{n-1} = 1$, то состояние триггера RS_1 и в целом D-триггера не изменится.

10.6. Сравнив схемы рис. 10.5 и рис. 10.6, показать, как можно преобразовать схему T-триггера в схему D-триггера.

Ответ: для преобразования схемы T-триггера (см. рис. 10.5) в схему D-триггера (см. рис. 10.6) необходимо исключить обратные связи с выходов $\bar{Q}_2$, Q_2 на входы $ИМС_1$ и $ИМС_2$, а также при замене входа T на вход D подключить в одну из входных ветвей дополнительный инвертор $ИМС_3$.

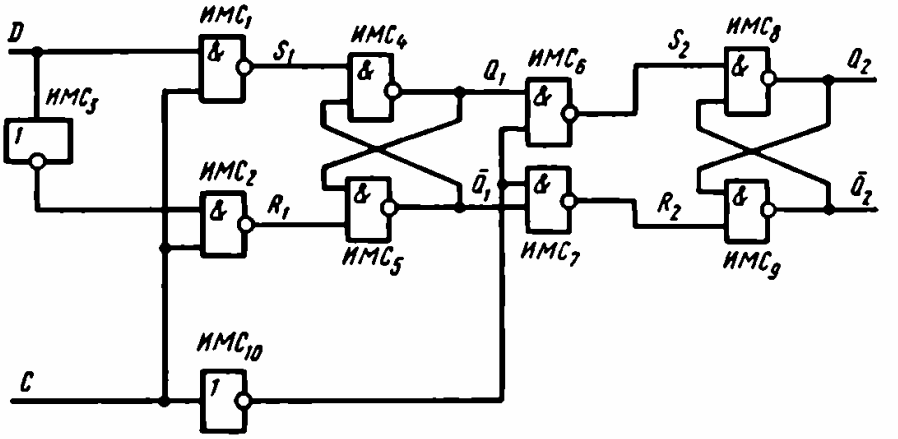


Рис. 10.6

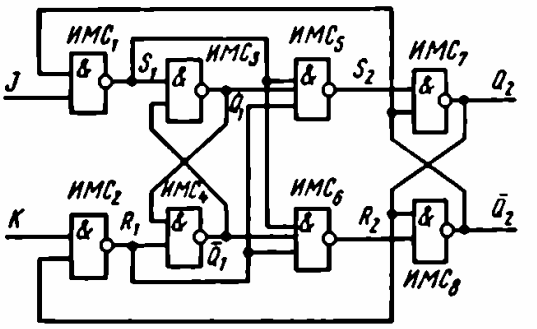


Рис. 10.7

10.7. Составить и объяснить таблицу переходов, привести временные диаграммы переключения асинхронного JK-триггера (рис. 10.7), выполненного по способу О-В.

Решение

Предположим, что JK-триггер находится в состоянии 0, т. е. $\bar{Q}_2^{n-1} = 1$, $Q_2^{n-1} = 0$. Тогда $R_2^{n-1} = 0$, $S_2^{n-1} = 0$ и соответственно $\bar{Q}_1^{n-1} = 1$, $Q_1^{n-1} = 0$.

При $J^n = 0$, $K^n = 0$ на входе основного триггера имеем $R_1^n = 1$, $S_1^n = 1$. Таким образом, основной триггер RS_1 подготовлен к приему информации.

При $J^n = 1$, $K^n = 0$ срабатывает $ИМС_1$ и триггер RS_1 переключается в состояние, когда $\bar{Q}_1^n = 0$, $Q_1^n = 1$. Сигнал с выхода $ИМС_1$ поступает также на один из входов $ИМС_5$ и $ИМС_6$. В результате на входах вспомогательного триггера устанавливается информация $R_2^n = 1$, $S_2^n = 1$. По окончании действия сигнала $J^n = 1$ устанавливается логический уровень $S_1 = 0$, что, в свою очередь, приводит к установлению комбинации $R_2^n = 1$, $S_2^n = 0$ и соответственно $\bar{Q}_2^n = 0$, $Q_2^n = 1$.

При $J^n = 0$, $K^n = 1$ срабатывает схема $ИМС_2$ и триггер RS_1 переключается в состояние, когда $R_1^n = 1$, $Q^n = 0$. Одновременно сигнал $R_1^n = 0$ поступает на входы $ИМС_5$ и $ИМС_6$. По окончании действия сигнала $K^n = 1$ срабатывает триггер RS_2, на выходе которого устанавливается $\bar{Q}_2^n = 1$, $Q_2^n = 0$.

При $J^n = 1$, $K^n = 1$, $\bar{Q}_2^{n-1} = 1$, $Q^{n-1} = 0$ срабатывает схема $ИМС_1$ и триггер переключается в состояние $\bar{Q}_2^n = 0$, $Q_2^n = 1$. Таким образом, JK-триггер при комбинации на входах $J^n = 1$, $K^n = 1$ инвертирует предыдущее состояние.

Таблица переходов имеет следующий вид:

J^n	K^n	Q^n
0	0	Q^{n-1}
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}^{n-1}$

10.8. Нарисовать временны́е диаграммы, характеризующие работу D-триггера (рис. 10.8), если: а) на вход D поступает последовательность прямоугольных импульсов со скважностью два. На входе C – постоянный сигнал логической единицы; б) на входе D – постоянный сигнал логической единицы. На вход C поступает последовательность прямоугольных импульсов со скважностью два; в) на входах D и C – последовательность прямоугольных импульсов со

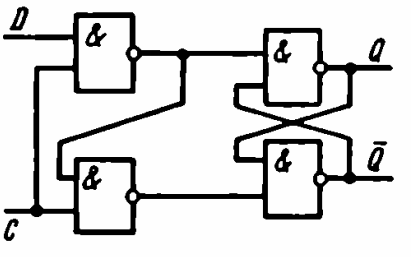


Рис. 10.8

скважностью два, однако длительность импульсов на входе C в два раза больше длительности импульсов на входе D. Инерционностью элементов схемы пренебречь.

10.9. Рассчитать симметричный триггер (рис. 10.9), работающий в режиме раздельного запуска и удовлетворяющий следующим требованиям:

максимальная частота переключений $F_{max} = 100$ кГц,

амплитуда выходного импульса $U_{вых} \geqslant 10$ В,

полярность выходного импульса – отрицательная,

амплитуда прямоугольного запускающего импульса тока $I_{вх} = 10$ мА,

диапазон рабочих температур $t = 20 \div 60\,^{\circ}C$,

колебания напряжения питания и разброс номиналов резисторов соответственно $\delta_E = \delta_R = \pm 10\,\%$.

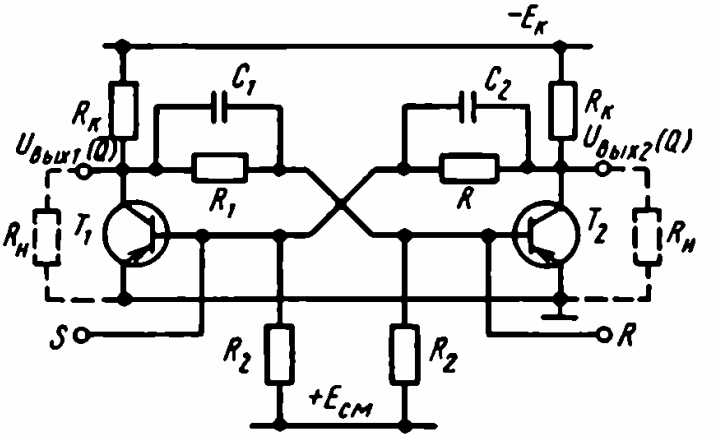


Рис. 10.9

Указание. Основные расчетные формулы см. в [13].

1. Выбор типа транзистора:

$$U_{кбдоп} \geqslant E_к(1 + \delta_E),\ f_\alpha = 5\,F_{max}.$$

2. Выбор емкости ускоряющих конденсаторов:

$C > C_{кб}$, $C = 1{,}5\tau_\alpha/R_к$ (для низкочастотных транзисторов),

$C = 1{,}5\tau_\alpha/R_к + C_{кб}$ (для высокочастотных транзисторов).

3. Выбор сопротивления резистора $R_к$:

$$R_{кmin} > E_к^2/P_{потр},\ R_{кmin} > E_к/I_{к.доп}.$$

4. Выбор напряжения смещения и сопротивления резистора R_2:

$$E_{см} = 0{,}1E_к,\ R_2 = (1 - \delta_R - \delta_E)\,E_{см}/I_{КБ0max}.$$

5. Выбор сопротивления резистора R_1:

$$R_1 \leqslant R_к(1 - 2\delta R)\left[\frac{\beta_{min}\left(1 - \frac{I_{КБ0}}{I_{кн}}\right)}{1 + \beta_{min}E_{см}/(1 - 2\delta_E)R_2 I_{кн}}\right].$$

6. Определение степени насыщения транзистора и максимальной рабочей частоты триггера:

$$S_{min} = \left(\frac{E_к - I_{КБ0max}R_к}{R_1 + R_к} - \frac{E_{см}}{R_2}\right)\frac{\beta_{min}R_к}{E_к},$$

$$F_{max} = \frac{2\pi f_\alpha}{S + 6}.$$

Решение

1. Поскольку нижний уровень выходного сигнала имеет отрицательное значение -10 В, выбираем тип проводимости транзисторов *p-n-p*.

2. Определяем напряжение питания схемы $E_к$ из условия $E_к = (1{,}1 \div 1{,}4)\,U_{вых} = 12$ В.

3. Исходя из условий $f_\alpha = 5\,F_{max}$, $U_{к.доп} \geqslant E_к(1 + \delta_E)$, выбираем транзистор МП39Б, для которого $f_\alpha = 0{,}5$ МГц, $U_{кб.доп} = 15$ В.

Выпишем остальные параметры транзистора МП39Б, необходимые при дальнейшем расчете: $I_{КБ0max} = 150$ мкА, $\beta_{min} = 20$, $P_{кmax} = 150$ мВт, $I_{к.доп} = 150$ мА, $C_{кб} \leqslant 60$ пФ.

4. Верхний уровень выходного сигнала по условию задачи близок к нулю. Поэтому выбираем схему симметричного триггера с внешним смещением (рис. 10.9).

5. Находим сопротивление резистора $R_к$ в коллекторной цепи из следующих соображений. Для обеспечения условия $C > C_{кб}$ указанное сопротивление необходимо уменьшать. Однако при этом возрастают ток коллектора насыщенного транзистора и соответственно потребляемая мощность. При выборе сопротивления $R_к$ необходимо также учитывать, что коллекторный ток насыщения $I_{кн}$ не должен превышать допустимого значения

$$I_{кн} = E_к/R_{кmin} < I_{к.доп}.$$

Таким образом, $R_{кmin} > E_к/I_{к.доп} = 800$ Ом. Учитывая вышеизложенное, принимаем $R_к = 1$ кОм.

6. Выбираем $E_{см} = 0{,}1\ E_к = 1{,}2$ В.

7. Условие запирания транзистора выполняется, если $E_{см}/R_2 \geqslant I_{КБ0max}$.

Тогда с учетом разброса значений напряжения питания и но-

миналов резисторов можно записать

$$R_2 = (1 - \delta_R - \delta_E) E_{см}/I_{КБ0max},$$

откуда $R_2 = 64$ кОм.

8. Из условия насыщения открытого транзистора определим сопротивление резистора R_1. Пренебрегая значением тока смещения, имеем

$$R_1 \leqslant \left[\frac{\beta_{min}(1 - I_{КБ0}/I_{кн})}{1 + \beta_{min} \dfrac{E_{см}}{R_2 I_{кн}}} - 1 \right],$$

или с учетом разброса параметров

$$R_1 \leqslant R_к(1 - 2\delta_R) \left[\frac{\beta_{min}\left(1 - \dfrac{I_{КБ0}}{I_{кн}}\right)}{1 + \dfrac{\beta_{min}}{1 - 2\delta_E} \dfrac{E_{см}}{R_2 I_{кн}}} - 1 \right].$$

Принимаем $R_1 = 10$ кОм.

9. Уточняем значения $U_{вых}$ по формуле

$$U_{вых} = \frac{R_1}{R_1 + R_к}(E_к - I_{КБ0}R_к) = 11 > 10 \text{ В}.$$

10. Определяем величину емкости ускоряющего конденсатора $C = 1{,}5\tau_\alpha/R_к = 477$ пФ.

11. Проверяем выполнение условия $C > C_к$. Имеем 477 пФ $\gg$ 60 пФ.

Пренебрегая этапами подготовки и регенерации при переключении триггера и учитывая, что степень насыщения открытого транзистора

$$S_{min} = \left(\frac{E_к - I_{КБ0max}R_к}{R_1 + R_к} - \frac{E_{см}}{R_2} \right) \frac{\beta_{min}R_к}{E_к} = 1{,}6,$$

определяем максимальную рабочую частоту рассчитанного триггера [13]:

$$F_{max} \approx \frac{2\pi f_\alpha}{1{,}6} = 400 \text{ кГц} > 100 \text{ кГц}.$$

10.10. Как следует изменить параметры симметричного триггера, рассчитанного по условиям предыдущей задачи, чтобы обеспечить его нормальную работу при подключении нагрузочного резистора $R_н$?

Решение

1. При подключении заземленной нагрузки $R_н$ степень насыщения открытого транзистора T_1 уменьшается, так как

$$I_{61} = \frac{E_к - I_{КБО}R_к}{R_{экв} + R_к} - \frac{E_{см}}{R_2},$$

где $R_{экв} = R_1 (1 + R_к/R_н)$.

Следовательно, чтобы режим открытого транзистора при подключенной нагрузке соответствовал режиму открытого транзистора триггера, рассчитанного на холостой ход, сопротивление резистора R_1 следует уменьшить в $1 + R_к/R_н$ раз.

2. С уменьшением R_1 снизится амплитуда выходного импульса триггера $U_{вых}$. При наличии нагрузки с сопротивлением $R_н$ имеем

$$U_{вых} = \frac{(R_1 \parallel R_н)(E_к - I_{КБО}R_к)}{(R_1 \parallel R_н) + R_к}.$$

При подключении нагрузки зарядка конденсатора C будет происходить с постоянной времени $\tau_\beta = (R_к \parallel R_н) C < 1{,}5\,\tau_\alpha$.

В результате нарушается условие максимального быстродействия триггера, для выполнения которого необходимо, чтобы $\tau_з = 1{,}5\,\tau_\alpha$. Следовательно, чтобы сохранить быстродействие триггера, рассчитанного на холостой ход, при работе с нагрузкой емкость конденсатора C необходимо увеличить в $1 + R_к/R_н$ раз.

Таким образом,

$$C = \frac{1{,}5\,\tau_\alpha}{R_к}\left(1 + \frac{R_к}{R_н}\right).$$

§ 10.2. ТРИГГЕРЫ ШМИТТА

В отличие от рассмотренных выше триггерных устройств триггер Шмитта представляет собой устройство, в котором переход из одного устойчивого состояния в другое осуществляется только при определенных уровнях входного напряжения $E_{г1}$ и $E_{г2}$, называемых пороговыми уровнями.

Наличие двух пороговых уровней входного сигнала в схеме свидетельствует о гистерезисном характере передаточной характеристики данного устройства. Идеализированная передаточная характеристика триггера Шмитта представлена на рис. 10.10. При $E_г < E_{г1}$ триггер Шмитта находится в одном из устойчивых состояний, например когда $U_{вых} = E^0$. Как только входное напряжение достигает порогового уровня срабатывания $E_{г1}$, схема скачком переходит в другое устойчивое состояние (рабочий режим), когда $U_{вых} = E^1$. Дальнейшее повышение напряжения генератора $E_г$ не приводит к изменению состояния схемы. Однако уменьшение $E_г$ до порогового уровня отпускания $E_{г2}$ вызывает скачкообразное возвращение схемы в исходное

состояние ($U_{вых} = E^0$). Пороговые уровни срабатывания и отпускания, а следовательно, ширина петли гистерезиса определяются элементами схемы.

На рис. 10.11 приведены схема триггера Шмитта на дискретных элементах (*а*) и временные диаграммы, характеризующие его работу (*б*). В исходном состоянии (при $E_г < E_{г1}$) схемы транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт и насыщен. Напряжение на выходе схемы $U_{вых} = U_{э2} = I_{э2}R_э = E_к R_э/(R_{к2} + R_э)$. При переключении схемы в рабочий режим ($E_г > E_{г1}$) транзистор T_1 открывается и насыщается, а T_2 закрывается. Напряжение на выходе возрастает до значения, близкого к напряжению источника питания $E_к$. При снижении напряжения $E_г$ до уровня $E_{г2}$ схема возвращается в исходное состояние.

Триггер Шмитта можно составить из двух интегральных расширителей по ИЛИ ТТЛ-типа (рис. 10.12). По своей структуре эта схема аналогична схеме триггера Шмитта на дискретных элементах (рис. 10.11, *а*). Здесь $ИМС_1$ и $ИМС_2$ – интегральные расширители, резисторы $R_{к1}$, $R_{к2}$, R, являются навесными компонентами схемы. Для регулировки порогов срабатывания и отпускания $E_{г1}$ и $E_{г2}$ в схему вводят также навесные резисторы R_1 и R_2.

Схема триггера Шмитта, выполненная на операционном усилителе, приведена на рис. 10.13. Для получения гистере-

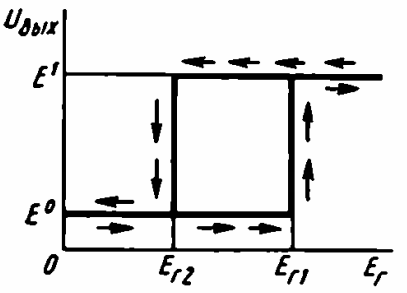


Рис. 10.10

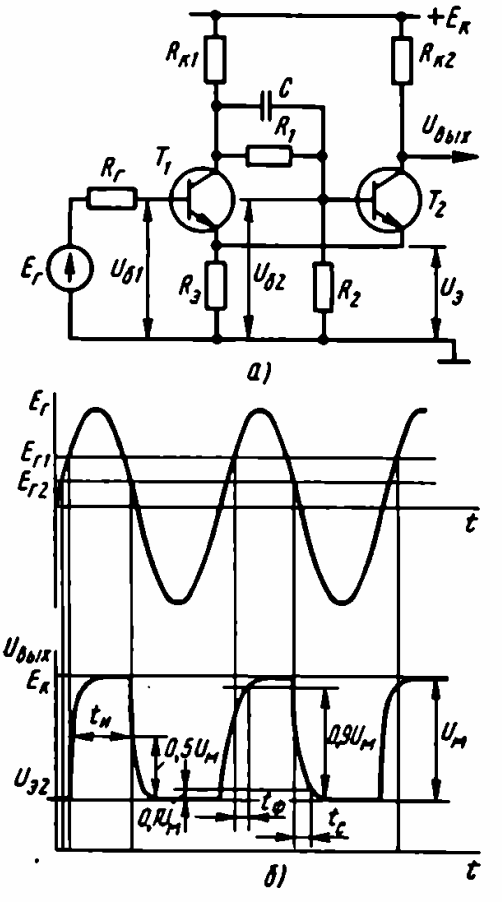


Рис. 10.11

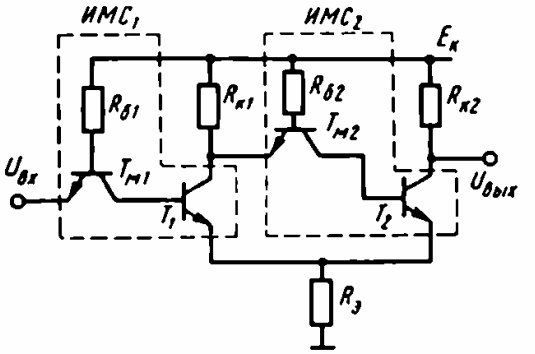


Рис. 10.12

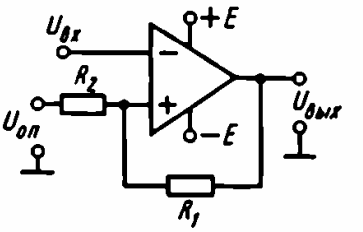


Рис. 10.13

зисной передаточной характеристики к неинвертирующему входу операционного усилителя подключена цепь положительной обратной связи.

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

10.11. Рассчитать триггер Шмитта на транзисторах (см. рис. 10.11, *а*), работающий в качестве формирователя прямоугольных положительных импульсов с амплитудой 10 В и длительностью $t_{вых} = 100$ мкс из сигнала синусоидальной формы $e_г = U_m \sin \omega t$. Температура окружающей среды 20 – 60 °С.

Указания. Расчетные формулы см. в [15].

1. Определение пороговых уровней срабатывания и отпускания:

$$E_{г1} = I_{КБ0}R_г + E_к R_э/(R_{к2} + R_э); \tag{10.1}$$

$$E_{г2} = \lambda E_к (1 + \lambda R_{к1}/R_э), \tag{10.2}$$

где $\lambda = R_2/(R_1 + R_2)$.

2. Выбор напряжения источника питания:

$$E_к = (1{,}1 \div 1{,}2)(U_{вых} + E_{г1}). \tag{10.3}$$

3. Выбор транзисторов:

$$U_{кбдоп} > E_к, \; f_α > (3 \div 5) F_{max}. \tag{10.4}$$

4. Выбор емкости ускоряющего конденсатора:

$$1{,}5\tau_α = R_к C, \; 3C(R_1 \parallel R_2) < t_и; \tag{10.5}$$

$$3CR_{к1} < (T - t_и), \tag{10.6}$$

где $t_и$ – длительность нахождения триггера в рабочем режиме; $T - t_и$ – длительность нахождения триггера в исходном состоянии.

5. Определение времен фронта выходного напряжения при переходе триггера в рабочий режим $t_ф$ и спада выходного напряжения при возвращении триггера в исходное состояние $t_с$:

$$t_ф \approx (0{,}6 \div 0{,}8)\,\tau_э, \tag{10.7}$$

$$t_с \approx (1{,}2 \div 1{,}8)\,\tau_э. \tag{10.8}$$

Решение

1. За время положительного полупериода синусоидального входного сигнала триггера Шмитта должен сформировать один импульс на выходе, т. е. сработать и вернуться в исходное состояние. Следовательно, $T/2 = (1{,}2 \div 1{,}6)\,t_{вых}$, откуда можно определить частоту входного сигнала:

$$\omega = 2\pi \frac{1}{T} = \frac{\pi}{(1{,}2 \div 1{,}6)\,t_{вых}} = \frac{2 \div 2{,}6}{t_{вых}}.$$

Принимаем $\omega = 2{,}5/t_{вых} = 25$ кГц.

2. Зададим значения напряжений срабатывания и отпускания триггера $E_{г1} = 2$ В, $E_{г2} = 1$ В.

Полагая $U_m \gg E_{г1}$, $E_{г2}$, из решения системы уравнений

$$E_{г1} = U_m \sin \omega t_1 \approx U_m \omega t_1,$$

$$E_{г2} = U_m \sin \omega \left[\frac{T}{2} - (t_1 + t_{вых})\right] \approx U_m \omega \left[\frac{T}{2} - (t_1 + t_{вых})\right],$$

где t_1 – момент срабатывания триггера, найдем, что амплитуда входного сигнала, необходимая для получения заданной длительности выходного импульса,

$$U_m = \frac{E_{г1} + E_{г2}}{\omega(\pi/2 - t_{вых})} = \frac{E_{г1} + E_{г2}}{\pi\,[1 - (0{,}75 - 0{,}55)]}.$$

Получим $U_m = 5$ В.

3. Определяем напряжение источника питания из соотношения

$$E_к = (1{,}1 \div 1{,}2)(U_{вых} + E_{г1}).$$

Принимаем $E_к = 12{,}4$ В.

4. Выбираем транзистор типа МП111, удовлетворяющий требованиям надежности ($U_{кб.доп} = 20$ В $> E_к$) и полярности выходного сигнала.

5. Определяем сопротивление резистора $R_{к2}$, учитывая следующее:

а) коллекторный ток насыщенного транзистора T_2 не должен превышать значение допустимого тока для данного типа транзистора $I_{кн} < I_{кдоп}$. Следовательно,

$$R_{к2} \geqslant \frac{E_к - E_{г1}}{I_{к доп}} = 100 \text{ Ом};$$

б) для исключения влияния обратного тока транзистора T_2 при его запирании необходимо, чтобы

$$R_{к2} \geqslant \frac{E_к - E_{г1}}{I_{КБ0max}} = 30 \text{ кОм};$$

в) для исключения влияния емкости коллекторного перехода при переключении транзистора необходимо, чтобы

$$R_{к2} \leqslant \frac{1{,}2}{2\pi f_α C_к} = 2{,}8 \text{ кОм}.$$

Учитывая вышеприведенные неравенства, принимаем $R_{к2} = 2{,}5$ кОм.

6. Так как $I_{КБ0max} R_г \ll E_{г1}$, можно принять $E_{г1} \approx U_{э2}$. Тогда сопротивление резистора $R_э$ в эмиттерной цепи транзисторов определим из соотношения (10.1):

$$R_э = E_{г1} R_{к2} / U_{вых} = 500 \text{ Ом}.$$

7. Поскольку выполняется неравенство

$$R_г \ll \beta_{1min} R_э \, (0{,}5 \text{ кОм} \ll 5 \text{ кОм}),$$

принимаем $R_{к1} = 2R_{к2} = 5$ кОм.

8. Из формулы (10.2) определяем

$$\lambda = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{E_{г2}}{E_к - \dfrac{E_{г2} R_{к1}}{R_э}} = 0{,}4.$$

9. Из условия насыщения транзистора T_2 без учета тока смещения $U_{э2}/R_2$ и обратного теплового тока $I_{КБ0max} \ll U_{э2}/R_{к1}$, получим $R_1 \leqslant \beta_{2min} R_{к2} - R_{к1}$. Принимаем $R_1 = 0{,}8\,(\beta_{2min} R_{к2} - R_{к1}) = 15$ кОм.

10. Тогда $R_2 = \dfrac{\lambda R_1}{1 - \lambda} = \dfrac{0{,}4 R_1}{0{,}6} = 10$ кОм.

11. Определяем емкость конденсаторов из условия

$$t_{вых} \geqslant 3\tau_р = 3\,(R_1 \parallel R_2)\, C.$$

В этом случае влияние динамического смещения можно не учитывать. Итак,

$$C = \frac{t_{вых}}{(R_1 \parallel R_2)} = 0{,}004 \text{ мкФ}.$$

12. Принимаем длительность фронта равной $0{,}8\tau_α$, т. е. $t_ф = 0{,}8\tau_α = 2{,}4$ мкс. Длительность спада определим по формуле (10.8): $t_с = 8{,}2$ мкс.

10.12. Рассчитать навесные элементы схемы триггера Шмитта, выполненной на интегральных расширителях К155ЛП1 (рис. 10.13) и предназначенной для работы в качестве порогового устройства с напряжениями срабатывания и отпускания соответственно $E_{г1} = 1{,}6$ В, $E_{г2} = 1{,}2$ В. Напряжение источника питания $E_к = 5$ В. Напряжения на прямосмещенном эмиттерном и коллекторном переходах считать одинаковыми: $U_{бэ} = U_{бк} = 0{,}7$ В. Напряжение коллектор – эмиттер насыщенного транзистора $U_{кн} = 0{,}2$ В. Пороговое напряжение отпирания эмиттерного перехода закрытого транзистора $U_{пор} = 0{,}6$ В. Нормальный и инверсный коэффициенты усиления транзистора по току $\beta = 60$, $\beta_I = 0{,}02$. Сопротивление резисторов $R_{б1} = R_{б2} = 4$ кОм. Обратными токами транзистора можно пренебречь.

Решение

В исходном состоянии, когда $U_{вх} < E_{г1}$, транзистор $T_{м1}$ открыт и насыщен, транзистор T_1 закрыт, транзистор $T_{м2}$ работает в активном инверсном режиме, а транзистор T_2 – в режиме насыщения. Условие насыщения транзистора T_2

$$I_{б2}\beta_2 \geqslant I_{к2}.$$

Учитывая, что

$$I_{б2} = I_{бм2}(\beta_{I2} + 1) \approx I_{бм2},$$

$$I_{бм2} = \frac{E_к - U_{бк} - U_{бэ2} - U_{э2}}{R_{б2}},$$

$$I_{к2} = \frac{E_к - U_{кн2} - U_{э2}}{R_{к2}},$$

условие насыщения транзистора T_2 можно записать так:

$$\frac{E_к - U_{бк} - U_{бэ2} - U_{э2}}{R_{б2}} \geqslant \frac{E_к - U_{кн2} - U_{э2}}{R_{к2}}. \qquad (10.9)$$

Поскольку

$$E_{г1} = U_{кнм1} + U_{пор1} + U_{э2},$$

напряжение

$$U_{э2} = E_{г1} + U_{кнм1} - U_{пор1} = 12 \text{ В}.$$

Из выражения (10.9) после преобразований найдем сопротивление резистора $R_{к2}$:

$$R_{к2} \geqslant \frac{(E_к - U_{кн} - U_{э2})R_{б2}}{E_к - U_{бк} - U_{э2} - U_{бэ2}} \geqslant 0{,}1 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R_{к2} = 0{,}36$ кОм.
Определим сопротивление $R_э$, записав выражение

$$U_{э2} = I_{э2}R_{э2},\ I_{э2} = \frac{E_к - U_{кэн2} - U_{э2}}{R_{к2}}.$$

Выполнив несложные преобразования, получим

$$R_э = \frac{U_{э2}R_{к2}}{E_к - U_{кн2} - U_{э2}} = 0{,}12 \text{ кОм}.$$

После переключения схемы при $U_{вх} = E_{г1}$ транзистор $T_{м1}$ работает в активном инверсном режиме, транзисторы T_1 и $T_{м2}$ — в режиме насыщения, а транзистор T_2 закрыт. Для переключения схемы в исходное состояние заданным напряжением $E_{г2}$ необходимо выполнение условия

$$U_{вх} = E_{г2} = U_{бм1} - U_{порм1}.$$

Учитывая, что

$$U_{бм1} = U_{э1} + U_{бэ1} + U_{бкм1},$$

$$U_{э1} = \frac{E_к - U_{кэн1}}{R_{к1} + R_э} R_э,$$

будем иметь

$$E_{г2} = \frac{(E_к - U_{кэн1})\,R_э}{R_{к1} + R_э} + U_{бэ1} + U_{бкм} - U_{порм1}. \qquad (10.10)$$

Из выражения (10.10) найдем сопротивление резистора $R_{к1}$:

$$R_{к1} = \frac{(E_к - U_{кэн1})\,R_э}{E_{г2} - U_{бэ1} - U_{бкм1} + U_{порм1}} - R_э.$$

10.13. Определить пороговые напряжения срабатывания и отпускания в схеме триггера Шмитта на операционном усилителе (см. рис. 10.13). Исходные данные для расчета: $R_1 = 12$ кОм, $R_2 = 400$ Ом, $U_{оп} = 1$ В.
Максимальное выходное напряжение операционного усилителя $U_{вых\,max} = \pm 10$ В.

Решение

Введя величину $\gamma = \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}03$, будем иметь

$$U_{сраб} = (U^{+}_{вых\,max} - U_{оп})\,\gamma + U_{оп} =$$

$$= U^{+}_{вых\,max}\gamma + U_{оп}(1 - \gamma) = 1{,}27 \text{ В},$$

$$U_{отп} = U^{-}_{вых\,max}\gamma + U_{оп}(1 - \gamma) = -0{,}3 + 1\,(1 - 0{,}03) = 0{,}7 \text{ В}.$$

ГЛАВА 11
РЕЛАКСАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Для получения импульсов прямоугольной формы широко используются релаксационные генераторы, построенные на основе усилителей с положительной обратной связью. Релаксационные генераторы, в которых положительная обратная связь создается с помощью *RC*-цепей, называют мультивибраторами. Если положительная обратная связь создается с помощью импульсного трансформатора, то такие релаксационные генераторы называют блокинг-генераторами.

Релаксационные генераторы могут работать в двух режимах: автоколебательном и ждущем.

В автоколебательном режиме схема имеет два квазиустойчивых состояния, длительность каждого из которых определяется времязадающей цепью.

В ждущем режиме схема имеет одно устойчивое состояние, в котором может находиться неограниченно долго. Под действием короткого запускающего внешнего импульса схема скачком переходит в квазиустойчивое состояние, а затем самостоятельно возвращается в исходное состояние, формируя импульс заданной длительности.

§ 11.1. РЕЛАКСАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Принципиальная схема симметричного автоколебательного мультивибратора на биполярных транзисторах приведена на рис. 11.1, *а*. Работа мультивибратора в течение одного периода колебаний представлена на временных диаграммах рис. 11.1, *б*. Для наглядности предполагается, что переход схемы из одного состояния в другое осуществляется мгновенно.

Из рис. 11.1, *б* видно, что время нахождения схемы в одном из квазиустойчивых состояний определяется временем разряда соответствующего конденсатора через открытый транзистор и базовый резистор. Основные расчетные формулы см. в [15].

Длительность выходного импульса с напряжением $U_{вых2} = U_{к2}$

$$t_и = R_1 C_1 \ln \frac{2E_к + I_{КБ0}(R_1 - R_{к1})}{E_к + I_{КБ0} R_1}. \qquad (11.1)$$

Длительность паузы между двумя соседними импульсами

$$t_{\text{п}} = R_2 C_2 \ln \frac{2E_{\text{к}} + I_{\text{КБО}}(R_2 - R_{\text{к}2})}{E_{\text{к}} + I_{\text{КБО}} R_2}. \quad (11.2)$$

При выполнении условий $E_{\text{к}} \gg I_{\text{КБО}} R_1$, $E_{\text{к}} \gg I_{\text{КБО}} R_2$ будем иметь

$$t_{\text{и}} \approx 0{,}7\, R_1 C_1, \quad (11.3)$$

$$t_{\text{п}} \approx 0{,}7\, R_2 C_2. \quad (11.4)$$

Длительность отрицательного фронта выходного импульса при запирании транзистора T_2

$$t_{\phi}^{-} \approx 3 R_{\text{к}2} C_2. \quad (11.5)$$

Длительность положительного фронта выходного импульса определяется переходными процессами отпирания транзистора T_2 и составляет несколько τ_α. Обычно принимают [15], что $t_{\phi}^{+} \approx \approx 3\tau_\alpha$.

Условие насыщения открытого транзистора

$$R \leqslant \beta_{\min} R_{\text{к}}. \quad (11.6)$$

Обычно принимают $R = 0{,}8\beta_{\min} R_{\text{к}}$.

Максимальная скважность последовательности выходных импульсов

$$Q_{\max} = \frac{\beta_{\min}}{3} + 1. \quad (11.7)$$

На рис. 11.2, *а* представлена схема ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями. Транзистор T_1 в исходном состоянии закрыт положительным напряжением смещения $E_{\text{см}}$. Транзистор T_2 открыт и насыщен. При воздействии короткого запускающего импульса в схеме происходит регенеративный процесс, в результате которого транзистор T_2 закрывается, а транзистор T_1 входит в режим насыщения.

Такое состояние схемы является квазиустойчивым, так как конденсатор C перезаряжается с постоянной времени $\tau_p = RC$, стремясь изменить свою полярность на противоположную. При этом положительное напряжение на базе транзистора T_2 уменьшается по экспоненте с той же постоянной времени, стремясь к значению $-E_{\text{к}} - I_{\text{КБО}} R$. В момент времени t_2 напряжение U_{62} достигает нулевого значения, транзистор T_2 открывается, вновь возникает регенеративный процесс, в результате которого транзистор T_1 закрывается, а T_2 входит в режим насыщения. Конденсатор C заряжается с постоянной времени $\tau_3 = R_{\text{к}1} C$, и схема возвращается в исходное состояние.

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями, представлены на рис. 11.2, *б*.

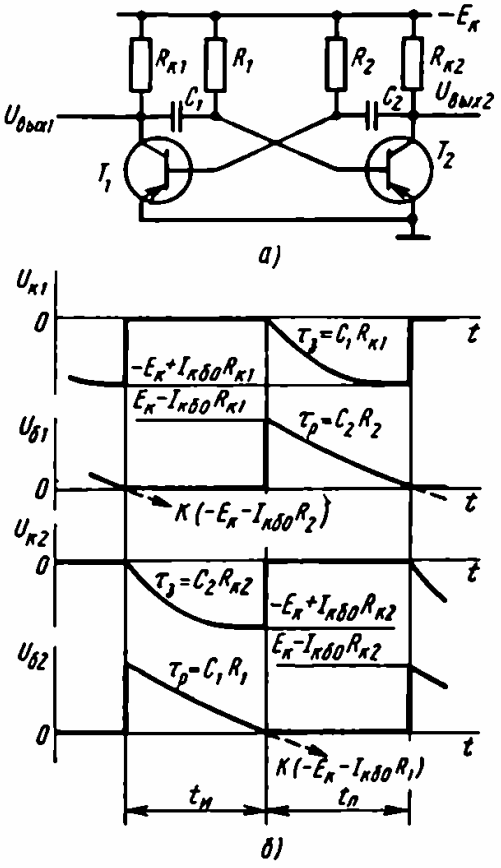


Рис. 11.1

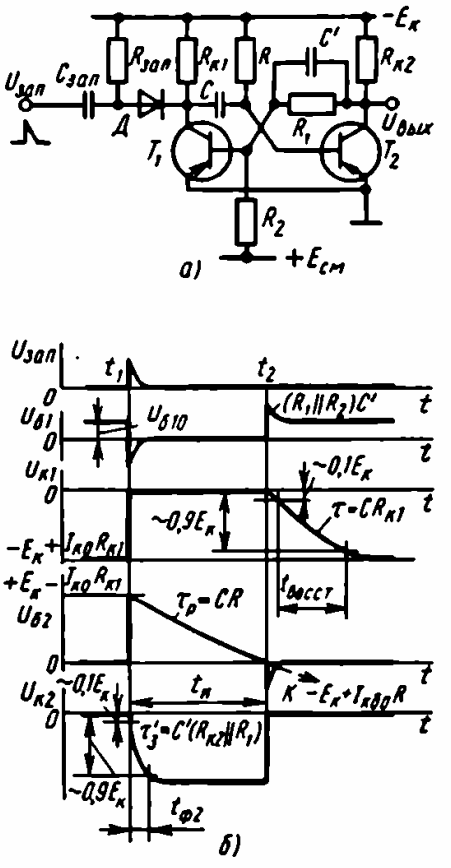


Рис. 11.2

Расчетные формулы имеются в литературе [15]. Время, в течение которого схема находится в квазиустойчивом состоянии (называемое временем выдержки), определяет длительность формируемого выходного импульса

$$t_и = RC \ln \frac{2E_к + I_{КБО}(R - R_{к1})}{E_к + I_{КБО} R}. \qquad (11.8)$$

Если выполняется условие $E_к \gg I_{КБО} R$, то формулу (11.8) можно записать так:

$$t_и = RC \ln 2 \approx 0{,}7\, RC. \qquad (11.9)$$

Время восстановления исходного состояния определяется зарядом конденсатора C:

$$t_{восст} \simeq (3 \div 5)\, R_{к1} C. \qquad (11.10)$$

Длительность отрицательного фронта выходного импульса $t_{ф2}^{-}$ определяется зарядом конденсатора C' после запирания транзистора T_2:

$$t_{ф2}^{-} \approx 2{,}3\, (R_{к2} \parallel R_1)\, C'. \qquad (11.11)$$

Длительность положительного фронта $t_{\phi 2}^{+}$ определяется регенеративным процессом отпирания транзистора T_2:

$$t_{\phi}^{+} \approx 3\tau_{\alpha}. \qquad (11.12)$$

Для надежного запирания транзистора T_1 при максимальной температуре окружающей среды сопротивление резистора R_2 выбирают из условия

$$E_{см} \geqslant I_{КБ0max} R_2. \qquad (11.13)$$

Недостатком схемы ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями является влияние сопротивления нагрузки на процессы переключения схемы и большая длительность фронта $t_{\phi 2}^{-}$ коллекторного напряжения $U_{к2}$ при запирании транзистора T_2, которая определяется зарядом конденсатора C' (рис. 11.2, *б*). Эти недостатки отсутствуют в схеме ждущего мультивибратора с эмиттерной связью (рис. 11.3, *а*). Временны́е диаграммы работы ждущего мультивибратора с эмиттерной связью приведены на рис. 11.3, *б*.

В исходном состоянии схемы ($U_{вх} = 0$) транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт и насыщен. При подаче на базу транзистора T_1 короткого отпирающего импульса запуска $U_{зап}$ в схеме возникает регенеративный процесс, в результате которого схема скачком переходит в квазиустойчивое состояние, во время которого конденсатор C разряжается с постоянной времени $\tau_р = (R_э + R)\,C \approx RC$, а напряжение $U_{б2}$ на базе транзистора T_2 уменьшается по экспоненте с той же постоянной времени от значения $E_к - U_{э1} - U_{э2} - I_{КБ0}R_{к1}$, стремясь к величине $-E_к - I_{КБ0}R$.

Условие насыщения транзистора T_1 имеет вид

$$R_{к2} < R_{к1} - R_1/\beta_{min}.$$

Обычно принимают

$$R_{к1} = (1{,}5 \div 4{,}0)\,R_{к2}. \qquad (11.14)$$

Когда напряжение $U_{б2}$, уменьшаясь, становится равным напряжению $U_{э1} = I_{э1}R_э$, в схеме происходит обратный переброс. Конденсатор C заряжается с постоянной времени $\tau_з = R_{к1}C$ до значения $E_к - U_{э2}$, и схема возвращается в исходное состояние.

Время выдержки (длительность выходного импульса) можно рассчитать по формуле

$$t_и = RC \ln \frac{2E_к - (U_{э1} + U_{э2}) + I_{КБ0}(R - R_{к1})}{E_к - U_{э1} + I_{КБ0}R}. \qquad (11.15)$$

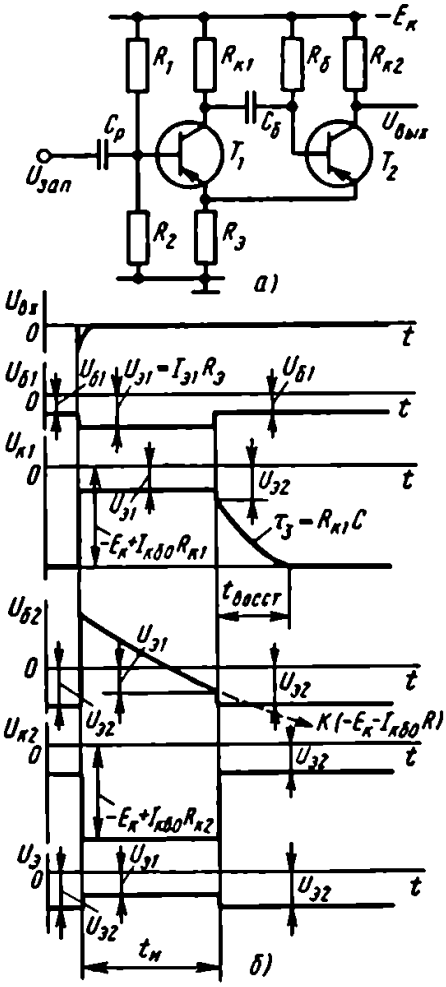


Рис. 11.3

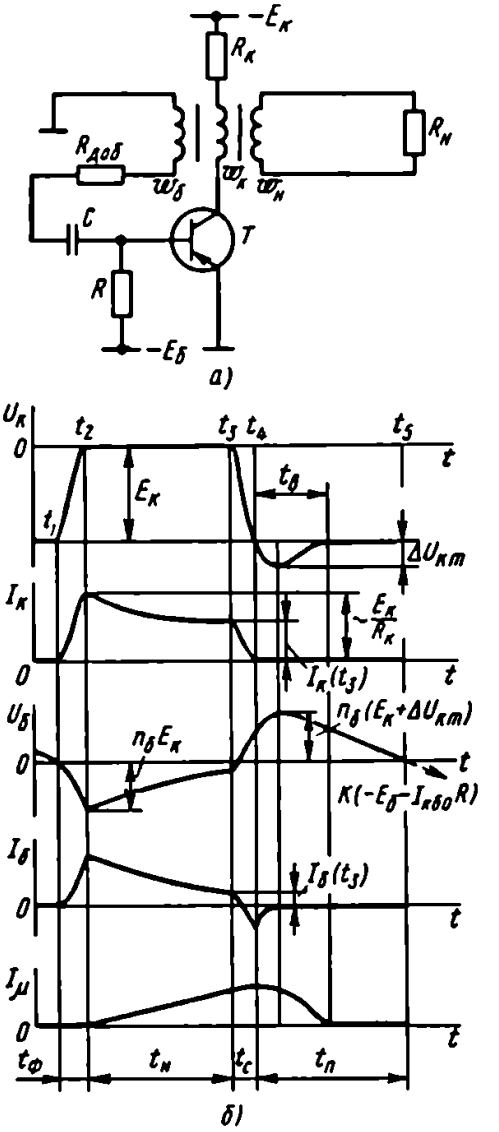


Рис. 11.4

Полагая, что

$$E_к \gg I_{КБ0}R,$$

$$U_{э1} < U_{э2} \ll E_к,$$

будем иметь

$$t_и = RC \ln 2 \approx 0{,}7\,RC. \qquad (11.16)$$

Время восстановления исходного состояния схемы

$$t_{восст} = (3 \div 5)\,R_{к1}C. \qquad (11.17)$$

Длительность положительного и отрицательного фронтов выходного напряжения $U_{к2}$ определяется регенеративным про-

цессом при прямом и обратном перебросах схем и составляет несколько τ_α.

К недостаткам схемы ждущего мультивибратора с эмиттерной связью следует отнести ненулевой уровень выходного напряжения в исходном состоянии схемы, когда $U_{вых} \approx U_{э2}$.

На рис. 11.4 приведены схема автоколебательного блокинг-генератора (*а*) и временные диаграммы напряжений и токов (*б*), поясняющие работу схемы. К моменту времени t_1 конденсатор C полностью разряжается и напряжение $U_б$ транзистора становится равным нулю. Транзистор открывается, и его рабочая точка входит в активную область. Возникающие при отпирании транзистора приращения коллекторных напряжения и тока через трансформатор передаются в базовую обмотку с числом витков $w_б$, которая включена таким образом, что возникшие в ней приращения напряжения и тока вызывают еще большее увеличение коллекторного тока транзистора. Процесс развивается лавинообразно до тех пор, пока в момент времени t_2 транзистор не войдет в режим насыщения.

После момента времени t_2, когда транзистор находится в режиме насыщения, в блокинг-генераторе происходят следующие процессы:

1) ток базы уменьшается, так как конденсатор заряжается с постоянной времени $\tau_c = r_б C$, и вследствие этого снижается степень насыщения транзистора,

2) напряжение $E_к$, приложенное к обмотке с числом витков $w_к$, вызывает рост тока намагничивания I_μ.

В момент времени t_3 ток базы уменьшается настолько, что транзистор выходит из режима насыщения и его коллекторный ток начинает уменьшаться. В это время снова начинает проявляться обратная связь, которая теперь уже будет способствовать запиранию транзистора.

Следует заметить, что момент времени t_3, а следовательно, длительность импульса блокинг-генератора определяются как уменьшением базового тока, т. е. постоянной времени t_c, так и изменением коллекторного тока по закону, определяемому не только τ_c, но и постоянной времени трансформаторной цепи $\tau_L = L/r'_б$ ($r'_б = r_б/n_б^2$, $n_б = w_б/w_к$). Если $\tau_L < \tau_c$, то ток $I_к$ возрастает; следовательно, выход транзистора из режима насыщения ускоряется. Если $\tau_L > \tau_c$, то коллекторный ток сначала уменьшается, достигая своего минимума, а затем возрастает [13].

После запирания транзистора и спада $U_к$ до уровня $-E_к$ в коллекторной цепи действует как бы источник тока $I_{\mu max}$, который заряжает эквивалентную емкость C_0 и соответственно понижает коллекторное напряжение на значение выброса $\Delta U_{вп}$.

Эквивалентная емкость C_0 состоит из пересчитанных емкостей эмиттерного и коллекторного переходов:

$$C_0 = n_б^2 C_э + (1 + n_б) C_к. \qquad (11.18)$$

В схеме возможен колебательный процесс, поэтому для обеспечения апериодического характера изменения напряжения выброса необходимо выполнить условие

$$\sqrt{L/C_0} > 2R_н. \qquad (11.19)$$

После запирания транзистора конденсатор в базовой цепи разряжается от значения $n_б(E_к + \Delta U_{кт})$, стремясь к значению $-E_б - I_{кб0}R$ с постоянной времени RC. Однако в момент времени t_5, когда $U_{бэ}$ станет равным нулю, транзистор откроется и начинается формирование следующего импульса.

Для обеспечения ждущего режима блокинг-генератора достаточно поменять полярность источника смещения. При подаче отрицательного запускающего импульса формирование основного импульса здесь происходит так же, как и в автоколебательном блокинг-генераторе. Однако при запирании транзистора конденсатор разряжается до значения $E_б - I_{КБ0}R$ и транзистор остается закрытым.

Основные расчетные формулы приводятся далее. Оптимальное значение $n_{б.опт}$, при котором длительность фронта минимальна,

$$n_{б.опт} = \sqrt{\frac{r_б}{R'_н} + \frac{r_б C_к}{\tau_\alpha}}. \qquad (11.20)$$

Во всех практических случаях $n_{б.опт}$ получается меньше единицы.

Длительности положительного и отрицательного фронтов коллекторного напряжения формируются примерно в одних и тех же условиях и примерно равны друг другу:

$$t_ф^+ \approx t_ф^- = 2{,}3 n_б [\tau_\alpha (1 + r'_б/R_н) + C_к r'_б], \qquad (11.21)$$

где $n_н = w_н/w_к$ – коэффициент трансформации цепи нагрузки; $R'_н = R_н/n_н^2$ – сопротивление нагрузки $R_н$, приведенное к коллекторной обмотке.

При выполнении условий

$$\vartheta_с = \tau_с/\tau_\beta > 4, \ \vartheta_и = t_и/\tau_\beta > 3$$

и заданной длительности выходного импульса $t_и$ индуктивность трансформатора выбирают по формуле

$$L \approx \frac{r_б t_и e^{t_и/\tau_с}}{\beta n_{б.опт}}. \qquad (11.22\,а)$$

При $\vartheta_c < 0{,}2$, $\vartheta_и > 2$ используют формулу

$$L = \tau_э t_и/(C n_{6.опт}). \qquad (11.22\,б)$$

Амплитуда обратного выброса коллекторного напряжения

$$\Delta U_{кт} \approx 0{,}75 E_к t_и n_{60опт}/\tau_в, \qquad (11.23)$$

где $\tau_в = L/R_н$ – постоянная времени выброса.

Длительность выброса $t_в \approx 2{,}5\tau_в$. Для устранения выброса коллекторную обмотку трансформатора шунтируют диодом.

Время между двумя соседними импульсами (время паузы)

$$t_п = RC \frac{n_б (E_к + \Delta U_{кт}) + E_б + I_{КБ0} R}{E_б + I_{КБ0} R}. \qquad (11.24)$$

При $E_б \gg I_{КБ0} R$ и $E_б \gg \Delta U_{кт}$ получим

$$t_п = RC \ln \left(1 + \frac{n_б E_к}{E_б}\right). \qquad (11.25)$$

Время восстановления исходного состояния в ждущем блокинг-генераторе при положительном значении $E_б$

$$t_{восст} = (3 \div 5) RC. \qquad (11.26)$$

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

11.1. Рассчитать схему автоколебательного мультивибратора, генерирующего прямоугольные импульсы с амплитудой $U_{вых} = 10$ В, длительностью $t_и = 100$ мкс и частотой $F = 1{,}2$ кГц. Нагрузка $R_н$ с сопротивлением 10 кОм включена между коллекторами транзисторов и «землей». Диапазон температур окружающей среды 20–60 °С. Нестабильность рабочей частоты при изменении температуры не должна превышать 12%.

Решение

1. Определяем скважность выходного сигнала:

$$Q = \frac{T}{t_и} = \frac{1}{F t_и} = 8.$$

2. По формуле (11.7) находим минимальный коэффициент усиления транзистора по току: $\beta_{min} \geqslant 3(Q - 1) = 21$.

3. Полагая ориентировочно, что $E_к = 1{,}2 U_{вых}$, из условия $U_{кб.доп} > 2E_к$ (см. временны́е диаграммы рис. 11.1, *б*) найдем максимально допустимое коллекторное напряжение закрытого транзистора:

$$U_{кб.доп} \geqslant 2(1{,}2 U_{вых}) = 24 \text{ В}.$$

4. На основании п. 2 и 3 выбираем транзистор типа МП25Б, имеющий следующие параметры: $\beta = 30 \div 80$, $U_{кб.доп} = 40$ В, $I_{к.доп} = 100$ мА, $I_{КБ0} = 500$ мкА при $t = +60\,°C$, $f_\alpha = 500$ кГц.

5. Выбираем ток коллектора насыщения $I_{кн}$ открытого транзистора. Из условия (11.5) для получения малой длительности отрицательного фронта необходимо уменьшать сопротивление резистора $R_к$, а следовательно, увеличивать $I_{кн}$. Однако в области больших значений рабочих токов, близких к допустимому для данного типа транзистора, уменьшается коэффициент усиления по току β. Поэтому в диапазоне токов $I_{кн} < I_{к.доп}$ для транзистора МП25Б выбираем ток $I_{кн} = 30$ мА, при котором значение β максимально.

Следует заметить, что задание мощности потребления схемы $P_0 = E_к I_{кн}$ накладывает дополнительное ограничение на ток $I_{кн}$.

6. Определяем сопротивление резистора в коллекторной цепи:

$$R_{к1} = R_{к2} = R_к \approx \frac{E_к}{I_{кн}} = \frac{1{,}2U_{вых}}{I_{кн}} = 0{,}4 \text{ кОм}.$$

7. Уточняем напряжение источника питания:

$$E_к = U_{вых}\frac{R_к + R_н}{R_н} + I_{КБ0max}R_н = 14 \text{ В}.$$

8. Из формулы (11.6) находим сопротивления резисторов в базовых цепях транзисторов:

$$R_1 = R_2 = R \leqslant \beta_{min}R_к.$$

Принимаем $R = 0{,}8\beta_{min}R_к = 9{,}6$ кОм.

9. Оцениваем влияние обратного тока закрытого транзистора при максимальной температуре на рабочую частоту, исходя из условия

$$I_{КБ0max}R/E_к \ll 1. \qquad (11.27)$$

10. Так как условие (11.27) не выполняется, то емкость конденсатора C_1 определяется из формулы (11.1). Таким образом, $C_1 \approx 0{,}016$ мкФ.

11. Для определения емкости C_2 воспользуемся формулой (11.2), что дает $C_2 = 0{,}1$ мкФ.

12. Проверяем выполнение условия $C_1, C_2 > C_{кб}$. Так как $C_{кб} = 60$ пФ, то условие выполняется.

13. Определяем длительности фронтов $t_ф^-$ и $t_ф^+$ выходного импульса мультивибратора с учетом резистора нагрузки:

$$t_{\phi}^{-} \approx 2{,}3C_2 \frac{R_к R_н}{R_к + R_н} = 86 \text{ мкс},$$

$$t_{\phi}^{+} \approx 3\tau_и = 1 \text{ мкс}.$$

14. Оцениваем нестабильность рабочей частоты при изменении температуры в заданных пределах 20 – 60 °С:

$$\delta = \frac{F(60\,°\text{C}) - F(20\,°\text{C})}{F(60\,°\text{C})}.$$

Так как параметры мультивибратора рассчитывались из условия максимальной температуры 60 °С, то частота $F(60\,°\text{C}) = 1{,}2$ кГц соответствует заданной.

Значение рабочей частоты при температуре 20 °С можно определить из формул (11.3) и (11.4), так как в этом случае выполняется условие $E_к \gg I_{кб0}R$:

$$F(20\,°\text{C}) = \frac{1}{0{,}7R(C_1 + C_2)} = 1{,}08 \text{ кГц}.$$

Таким образом, $\delta = 10\,\%$, что не превышает допустимого значения, определенного условием задачи.

11.2. Как изменится рабочая частота мультивибратора (рис. 11.1), если резисторы R_1 и R_2 подключить к источнику напряжения $-E_0 = E_к/2$ (рис. 11.5, *а*)? Определить минимальное значение E_0, при котором мультивибратор сохраняет работоспособность. Принять $R_1 = R_2 = R = 10$ кОм, $C_1 = C_2 = C$, $E_к = -12$ В, $\beta_{min} = 50$.

Решение

1. При подключении резисторов R_1 и R_2 к источнику с напряжением $|E_0| < |E_к|$ уменьшается уровень, к которому

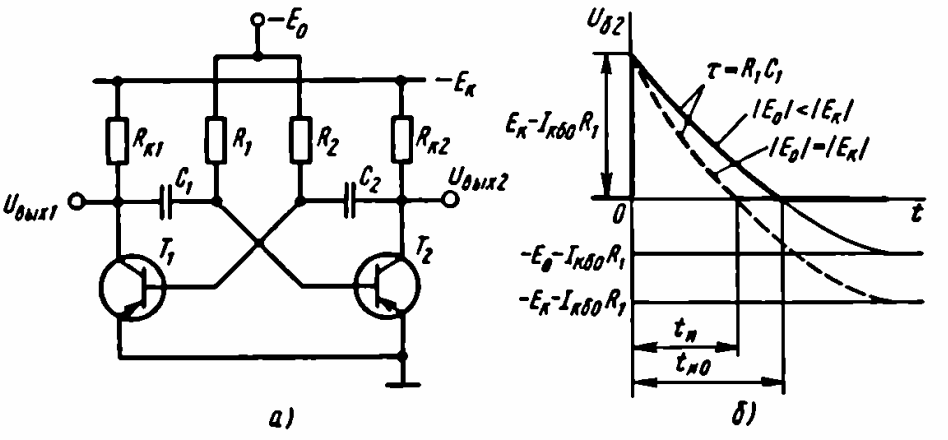


Рис. 11.5

стремится перезарядиться соответствующий конденсатор (рис. 11.5,*б*). В результате длительности $t_и$ и $t_п$ увеличиваются:

$$t_{и0} = R_1 C_1 \ln \frac{E_к + E_0 + I_{КБ0}(R_1 - R_к)}{E_0 + I_{КБ0} R_1},$$

$$t_{п0} = R_2 C_2 \ln \frac{E_к + E_0 + I_{КБ0}(R_2 - R_к)}{E_к + I_{КБ0} R_2}.$$

Рабочая частота соответственно уменьшается. Если $E_0 \gg I_{КБ0}R$, то данные формулы приобретают вид

$$t_{и0} \approx R_1 C_1 \ln\left(1 + \frac{E_к}{E_0}\right),$$

$$t_{п0} \approx R_2 C_2 \ln\left(1 + \frac{E_к}{E_0}\right).$$

Таким образом, рабочая частота

$$F_0 = \frac{1}{t_{и0} + t_{п0}} = \frac{1}{(R_1 C_1 + R_2 C_2) \ln\left(1 + \frac{E_к}{E_0}\right)}. \qquad (11.28)$$

Подставляя значение $|E_0| = |E_к/2|$, заданное по условию задачи, в формулу (11.28), после преобразований получим

$$\frac{F}{F_0} = \frac{\ln 3}{\ln 2} = 1{,}6.$$

2. Снижение величины E_0 уменьшает не только рабочую частоту, но и степень насыщения открытого транзистора. При наличии источника $|E_0| < |E_к|$ условие насыщения открытого транзистора можно записать так:

$$E_0/R \geqslant E_к/(R_к \beta_{min}).$$

Знак равенства в этом выражении соответствует предельному случаю, когда транзистор работает на границе между режимом насыщения и активным режимом. Следовательно,

$$\frac{E_{0\,min}}{R} = \frac{E_к}{R_к \beta_{min}},$$

откуда

$$E_{0\,min} = E_к R/(R_к \beta_{min}) = 2{,}4 \text{ В}.$$

Ясно, что для выполнения условия насыщения открытого транзистора при $|E_0| \leqslant |E_к|/2$ необходимо, чтобы $R \leqslant 0{,}5 R_к \beta_{min}$.

11.3. Определить максимальную скважность выходных импульсов в схеме мультивибратора с диодной фиксацией коллекторных потенциалов на уровне $E_ф = -4$ В (рис. 11.6, *а*). Напряжение питания $E_к = -12$ В. Тип транзистора ГТ321Б.

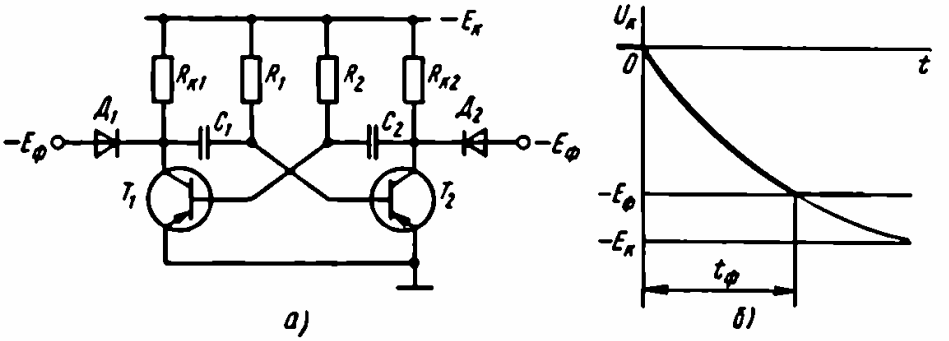


Рис. 11.6

Решение

По определению, максимальная скважность

$$Q_{max} = \frac{t_{пmax}}{t_{имin}} + 1. \qquad (11.29)$$

Минимальная длительность выходного импульса $t_{имin}$ ограничивается длительностью отрицательного фронта $t_{имin} = t_ф^-$, поскольку при дальнейшем уменьшении $t_и$ конденсатор не успевает зарядиться до исходного значения, что приводит к нарушению нормальной работы схемы.

Длительность фронта $t_ф^-$ (рис. 11.6, *б*) в схеме мультивибратора с диодной фиксацией коллекторных потенциалов можно определить из формулы

$$t_ф^- = R_к C_2 \ln \frac{|E_к|}{|E_к - E_ф|}. \qquad (11.30)$$

Если $E_ф \gg I_{к60}R$, то максимальная длительность паузы между соседними выходными импульсами

$$t_{пmax} = R_{2max} C_2 \ln \frac{E_к + E_ф}{E_к}.$$

Учитывая, что максимальное сопротивление резисторов $R_1 = R_2 = R$ определяется условием насыщения открытого транзистора $R_{max} = \beta_{min} R_к$, будем иметь

$$t_{пmax} = \beta_{min} R_к C_2 \ln\left(1 + \frac{E_ф}{E_к}\right). \qquad (11.31)$$

После подстановки (11.31) и (11.30) в выражение (11.29) найдем максимальную скважность следования импульсов в рассматриваемой схеме:

$$Q_{max} = \beta_{min} \frac{\ln(1 + E_ф/E_к)}{\ln[1/(1 - E_ф/E_к)]} + 1. \qquad (11.32)$$

Если выполняется условие $E_ф/E_к < 0{,}5$, то, разлагая функцию $\ln(1 + E_ф/E_к)/\ln[1/(1 - E_ф/E_к)]$ в ряд с точностью до второго члена, получим

$$Q_{max} = \beta_{min} \frac{\varepsilon_ф - \varepsilon_ф^2/2}{\varepsilon_ф + \varepsilon_ф^2/2} + 1, \qquad (11.33)$$

где $\varepsilon_ф = E_ф/E_к$.

Для транзистора ГТ321Б величина $\beta_{min} = 40$. Подставляя исходные данные в выражение (11.33), будем иметь $Q_{max} \approx 30$.

11.4. Рассчитать параметры ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями (см. рис. 11.2), формирующего на выходе импульсы отрицательной полярности с амплитудой $U_{вых} = -6$ В и длительностью $t_и = 30$ мкс. Время восстановления исходного состояния схемы не должно превышать 15 мкс. Разброс значений напряжения питания δ_E и номиналов резисторов δ_R не должен превышать 10%. Температура окружающей среды 20–60 °С.

Решение

1. Определяем ориентировочно напряжение питания по формуле

$$E_к = (1{,}1 \div 1{,}2)\, U_{вых} = -8 \text{ В}.$$

Выбираем тип транзистора, исходя из следующих соображений:

а) максимально допустимое напряжение коллектор – база должно превышать удвоенное напряжение питания

$$U_{кб.доп} > 2E_к = -16 \text{ В};$$

б) длительность выходного импульса должна удовлетворять условию

$$t_и > 8(\tau_α + C_к R_к).$$

В этом случае влиянием длительностей фронтов при переключении схемы на величину $t_и$ можно пренебречь;

в) тип транзистора должен соответствовать заданной полярности выходного импульса.

Выше перечисленным требованиям удовлетворяет транзистор типа ГТ308А, параметры которого $U_{кб.доп} = -20$ В,

$\tau_и = C_к R_к = 1$ мкс, $\beta = 20 \div 75$, $I_{к.доп} = 50$ мА, $I_{КБ0}(60\,°C) = 30$ мкА, $C_к = 8$ пФ.

2. Выбираем сопротивление резистора $R_{к2}$, ориентируясь на ток $I_{к2} = (0{,}3 \div 0{,}5) I_{к.доп}$, при котором значение β получается наибольшим:

$$R_{к2} = \frac{E_к}{0{,}4 I_{к.доп}} = \frac{8}{0{,}4 \cdot 50} = 0{,}4 \text{ кОм}.$$

3. Значение резистора R определяем из условия неглубокого насыщения транзистора T_2:

$$R = 0{,}8 \beta_{min} R_{к2} = 6{,}4 \text{ кОм}.$$

4. Проверив выполнение неравенства $E_к \gg I_{КБ0} R$, найдем емкость конденсатора:

$$C \approx \frac{t_и}{0{,}7R} \approx \frac{30}{0{,}7 \cdot 6{,}4} = 7 \text{ нФ}.$$

5. Из формулы (11.10) определим значение резистора $R_{к1}$:

$$R_{к1} \leqslant t_{восст}/(3C) = 7{,}2 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R_{к1} = 680$ Ом.

6. Задав напряжение смещения $E_{см} = (0{,}1 \div 0{,}3) E_к = 1$ В, из формулы (11.13) с учетом разброса параметров будем иметь

$$R_2 \leqslant E_{см}(1 - \delta_E - \delta_R)/I_{КБ0max} = 25 \text{ кОм}.$$

7. Из условия насыщения транзистора T_1 получим с учетом разброса параметров

$$R_1 \leqslant (1 - 2\delta_R) \left(\frac{\beta_{min} R_{к1}}{1 + \dfrac{\beta_{min}}{1 - 2\delta_E} \dfrac{E_{см} R_{к1}}{E_к R_{к2}}} - R_{к2} \right) = 9{,}6 \text{ кОм}.$$

Примем $R_1 = 6{,}3$ кОм.

8. Имея в виду, что должны выполняться неравенства

$$C' \gg C_к, \; 3C'(R_1 \parallel R_2) < t_{восст},$$

выбираем $C' = 960$ пФ.

По формуле (11.11) длительность отрицательного фронта выходного импульса

$$t_{ф2}^- = 2{,}3 C'(R_{к2} \parallel R_1) = 0{,}84 \text{ мкс} \ll t_и.$$

9. Длительность положительного фронта выходного импульса определим из формулы (11.12): $t_{ф2}^+ = 3\tau_\alpha \approx 1$ мкс.

11.5. Рассчитать параметры ждущего мультивибратора с эмиттерной связью (см. рис. 11.3), предназначенного для фор-

мирования импульсов отрицательной полярности с амплитудой $U_{вых} = -5$ В и длительностью 15 мкс. Частота запускающих импульсов f равна 20 кГц. Температура окружающей среды 20 – 40 °С.

Решение

1. Полагая, что $R_э \ll R_к$, определяем напряжение источника питания:

$$E_к = (1{,}2 \div 1{,}4)\, U_{вых} = 6 \text{ В}.$$

2. Исходя из соображений, приведенных в предыдущей задаче, выбираем транзистор типа МП116, параметры которого таковы: $\beta = 15 \div 100$, $U_{кб.доп} = -15$ В, $f_\alpha = 0{,}5$ МГц, $I_{КБ0}(20\,°С) = 10$ мкА, $I_{к.доп} = 10$ мА.

3. Выбираем ток коллектора насыщенного транзистора T_2, при котором значение коэффициента β максимально:

$$I_{к2} = (0{,}3 \div 0{,}5)\, I_{к.доп}.$$

Принимаем $I_{к2} = 5$ мА.

4. Определяем сопротивление резистора $R_{к2} \approx E_к/I_{к2} = 1$ кОм.

5. Из условия неглубокого насыщения транзистора T_2 находим сопротивление резистора $R = 0{,}8\beta_{min}R_{к2} = 12$ кОм.

6. Сопротивление $R_э$ найдем, учитывая, что $R_э \ll R_к$:

$$R_э = 0{,}1R_{к2} = 0{,}1 \text{ кОм}.$$

7. Определяем напряжение на эмиттерах транзисторов в исходном состоянии схемы: $U_{э2} = I_{э2}R_э \approx I_{к2}R_э = 0{,}6$ В.

8. Для обеспечения надежного запирания T_1 необходимо, чтобы $|U_{э2}| > |I_{доп}R_2|$.

Для экономичности использования источника питания следует обеспечить $I_{дел} \ll I_{к2}$. Принимая $I_{дел} = 0{,}1I_{к2} = 0{,}6$ мА, получим $R_2 = 0{,}7U_{э2}/I_{дел} = 0{,}7$ кОм.

9. Сопротивление резистора R_1 определяем из формулы $R_1 = E_к/I_{дел} - R_2 = 9{,}3$ кОм.

10. Из условия насыщения транзистора T_1 находим сопротивление резистора $R_{к1} = 1{,}4R_{к2} + (R_1/\beta_{min}) = 2{,}1$ кОм.

11. Предварительно проверив выполнение неравенства $U_э \ll E_к$, по формуле (11.16) рассчитываем емкость конденсатора $C = t_и/0{,}7R = 1{,}8$ нФ.

12. Определяем время восстановления исходного состояния схемы на основании формулы (11.17): $t_{восст} = (3 \div 5)\, R_{к1}C = 18{,}8$ мкс.

13. Находим максимальную частоту запускающих импульсов: $f_{max} = 1/(t_и + t_{восст}) \approx 27$ кГц.

14. Проверяем работоспособность ждущего мультивибратора при заданной частоте запускающих импульсов f согласно условию $f_{max} > f$. Данное неравенство, очевидно, выполняется.

11.6. Рассчитать схему блокинг-генератора (см. рис. 11.4), работающего в автоколебательном режиме на нагрузку с сопротивлением $R_н = 1$ кОм и генерирующего импульсы с амплитудой $U_{вых} = 4$ В, длительностью $t_и = 20$ мкс и скважностью $Q = 70$. Температура окружающей среды не превышает 30 °С.

Решение

Выбираем тип транзистора, исходя из условий быстродействия и надежности.

а) Для обеспечения малых длительностей фронта и спада выходного импульса необходимо [13], чтобы

$$f_\alpha \geqslant \frac{3 \div 10}{t_и} = 500 \text{ кГц}.$$

При выполнении этого условия величины t_ϕ^-, t_ϕ^+ получаются порядка нескольких τ_α.

б) Допустимое напряжение на коллекторе транзистора $U_{кб.доп}$ должно удовлетворять соотношению $U_{кб.доп} \geqslant (E_к + \Delta U_{кm})(1 + n_б)$. Обычно значение $n_б$ лежит в пределах $0{,}1 - 0{,}7$.

Так как выброс сильно искажает форму выходного сигнала блокинг-генератора, то амплитуда выброса, как правило, не должна превышать $10 - 30\%$ от амплитуды коллекторного напряжения:

$$U_к = U'_{вых} = U_{вых}/n_н, \text{ т. е. } \Delta U_{кm} = (0{,}1 \div 0{,}3)\, U_к.$$

Напряжение питания выбираем, исходя из равенства $E_к = (1{,}1 \div 1{,}2)\, U_к = (1{,}1 \div 1{,}2)\, U_{вых}/n_н = -5$ В. Положим $n_н = 1$. Тогда $U_{кб.доп} = (1{,}2U_{вых} + 0{,}3U_{вых})\, 1{,}7 = -10$ В. Исходя из полученных значений f_α и $U_{кб.доп}$, выбираем транзистор типа МП116, для которого $\beta = 15 \div 100$, $I_{КБ0} = 10$ мкА, $f_\alpha = 0{,}5$ МГц, $U_{кб.доп} = -15$ В, $I_{к.доп} = 50$ мА, $C_к = 60$ пФ. Определяем оптимальное значение коэффициента трансформации $n_б = 0{,}4$ из формулы (11.20). Длительности фронтов $t_\phi^+ \approx t_\phi^-$ найдем по формуле (11.21): $t_\phi^+ \approx t_\phi^- = 0{,}2$ мкс.

Определяем сопротивление резистора R, приняв во внимание следующее:

а) Во время формирования импульса цепь резистора R должна мало влиять на ток в базовой цепи транзистора. Для этого необходимо [13], чтобы $R \gg r'_б$.

б) Протекание обратного тока закрытого транзистора через резистор R не должно создавать заметного падения напряжения, т. е. $R \leqslant E_б/(10I_{КБ0max})$.

Положив $E_б = 1$ В, найдем, что величина $R = 3$ кОм удовлетворяет обоим условиям. При заданной скважности находим требуемую длительность паузы: $t_п = t_и(Q - 1) = 990$ мкс.

Проверив условие $E_б \gg I_{КБ0max}R$ и положив $\Delta U_{кт} \ll E_б$, определяем емкость конденсатора C из формулы (11.25):

$$C = \frac{t_п}{R \ln\left(1 + \dfrac{n_б E_к}{E_б}\right)} = 0{,}5 \text{ мкФ}.$$

Находим

$$\vartheta_с = \frac{r_б C}{\tau_\beta} = 12, \quad \vartheta_и = \frac{t_и}{\tau_\beta} = \frac{20}{5} = 4.$$

Тогда, подключив добавочный резистор с сопротивлением $R_д = 200$ Ом, можно по формуле (11.22) определить индуктивность трансформатора, необходимую для формирования импульса длительностью 20 мкс:

$$L = \frac{t_и(r_б + R_д)e^{t_и/\tau_с}}{n_б \beta} = 1 \text{ мГн}.$$

Проверим [13] условие отсутствия влияния нагрузки на длительность импульса по формуле

$$L \ll (t_и + \tau_\beta) R'_{нmin} = 25 \text{ мГн}.$$

Таким образом, нагрузка мало влияет на длительность импульса.

Процесс формирования выброса импульса блокинг-генератора будет апериодическим, если выполняется условие (11.19). Определив $C_0 = 20$ пФ на основании формулы (11.18), убедимся, что условие (11.19) выполняется при данных значениях L и C_0, т. е. выброс апериодически спадает до нуля. Амплитуда выброса, согласно (11.23),

$$\Delta U_{кт} = 0{,}75 \cdot 5 \cdot 20/7{,}5 = 10 \text{ В}.$$

Длительность выброса $t_в = 2{,}5\tau_в = 2{,}5L/R'_н = 7{,}5$ мкс.

Для транзистора МП116 такая амплитуда выброса недопустима, так как здесь

$$U_{кб} = (5 + 10)\,1{,}4 > U_{кб.доп} = 15 \text{ В}.$$

Следовательно, необходима цепь из диода $Д_ш$ и резистора $R_ш$, уменьшающая амплитуду выброса до значения

$$\Delta U'_{кт} = 0{,}75 \frac{E_к t_и}{L}(R'_н \parallel R_ш).$$

Вычислим допустимую амплитуду обратного выброса:

$$\Delta U'_{кт\,доп} \leqslant \frac{U_{кб.доп}}{1+n_б} - E_к = \frac{15}{1{,}4} - 5 = 5{,}7 \text{ В}.$$

Максимальное сопротивление шунтирующего резистора найдем из формулы

$$(R'_н \parallel R_{ш\,max}) = \frac{\Delta U'_{кт\,доп} L}{0{,}75 E_к t_и} = 0{,}6 \text{ кОм},$$

откуда $R_{шmax} = 0{,}75$ кОм.

Выбранный тип диода $Д_ш$ должен удовлетворять условиям

$$I_{дmax} = I_{μmax} = \frac{E_к t_и}{L} < I_{д\,доп},$$

$$|U_{д\,доп}| > |E_к|.$$

Выбираем диод типа Д9Г.

11.7. Определить максимальную частоту повторения запускающих импульсов ждущего блокинг-генератора на транзисторе МП111. Задано, что $E_к = 12$ В, $E_б = +2$ В, $C = 1$ нФ, $R = 1$ кОм, $L = 1$ мГн, $n_б = 0{,}2$, $n_и = 1$. Длительности отрицательного и положительного фронтов выходного импульса можно не учитывать. Считать, что $t_в < t_{восст}$.

Решение

Определим длительность импульса блокинг-генератора. Для большинства типов низкочастотных транзисторов, у которых $f_α < 1$ МГц, соотношение $\tau_c/\tau_β > 4$ не выполняется при $C < 0{,}1$ мкФ, поэтому для определения $t_и$ воспользуемся формулой

$$t_и = \frac{n_б LC}{\tau_α} \approx 0{,}7 \text{ мкс}.$$

Определим время восстановления исходного состояния схемы из формулы $t_{восст} = 3RC = 3$ мкс.

Максимальная частота повторения запускающих импульсов

$$F_п = \frac{1}{t_и + t_{восст}} = 0{,}27 \text{ МГц}.$$

§ 11.2. РЕЛАКСАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

В настоящее время широко применяются релаксационные генераторы (мультивибраторы), выполненные в виде гибридных ИМС, на основе логических ИМС и операционных усилителей.

Принципиальные схемы мультивибраторов, выполненных в виде гибридных микросхем, отличаются от мультивибраторов на дискретных транзисторах наличием элементов, улучшающих свойства мультивибраторов. Такие элементы выполняются в едином технологическом цикле со схемой и не влияют на стоимость или габариты микросхемы.

В интегральных мультивибраторах К218ГФ1 и К218Ф2 серии 218 для улучшения формы прямоугольного импульса используются диоды, блокирующие коллекторные потенциалы запирающихся транзисторов; чтобы предотвратить пробой перехода эмиттер – база транзисторов, в базовые цепи включены ограничивающие диоды.

В автоколебательных мультивибраторах, например К219ГФ1 серии 219, для обеспечения мягкого режима самовозбуждения используется нелинейная обратная связь, не допускающая перехода открывающегося транзистора в режиме насыщения.

Мультивибраторы на основе логических ИМС обычно применяют в цифровой аппаратуре, так как при этом наиболее полно обеспечивается унификация элементной базы. Кроме того, не требуется согласование по уровням сигналов релаксационных генераторов и других устройств аппаратуры.

На рис. 11.7,*а* представлена принципиальная схема автоколебательного мультивибратора на ИМС, реализующих логическую функцию И – НЕ. Логические схемы $ИМС_3$ и $ИМС_4$ имеют вспомогательное назначение и служат для создания режима мягкого самовозбуждения колебаний в схеме. При включении питания и возможном появлении на обоих выходах микросхемы $ИМС_1$ и $ИМС_2$ сигналов логической единицы срабатывают микросхемы $ИМС_3$ и $ИМС_4$. На вход $ИМС_2$ поступает высокий уровень напряжения, который вызывает

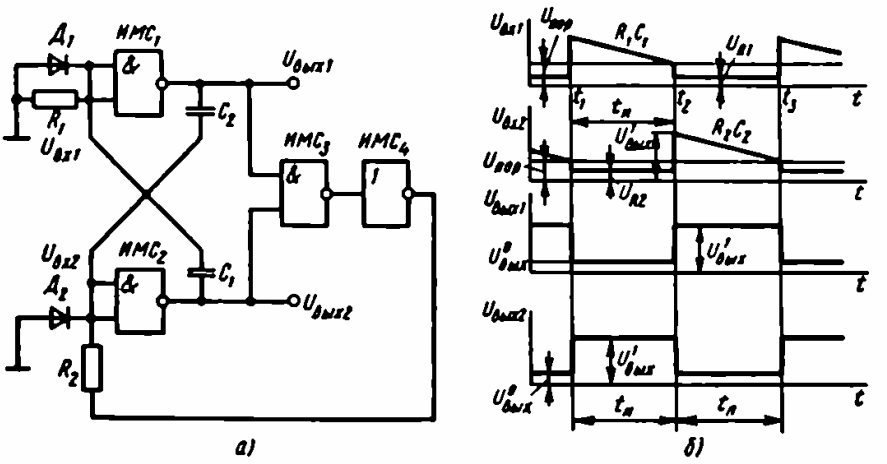


Рис. 11.7

переключение $ИМС_2$ в состояние логического нуля на выходе и приводит к возникновению режима автоколебаний.

Временные диаграммы, характеризующие работу схемы в режиме автоколебаний, приведены на рис. 11.7,*б*. В момент времени t_1 напряжение $U_{вх2}$ достигает порогового значения $U_{пор.сх}$, при котором происходит переключение микросхемы $ИМС_2$. Напряжение $U_{вых2}$ изменяется от уровня $U^0_{вых}$, соответствующего логическому нулю, до уровня $U^1_{вых}$ логической единицы. Так как конденсатор C_2 представляет собой в момент времени t_1 цепь, замкнутую накоротко (напряжение на конденсаторе скачком измениться не может), то $U_{вх1}(t_1) = U^1_{вых}$ и, следовательно,

$$U_{вых1}(t_1) = U^0_{вых}.$$

Скачок напряжения $U_{вых1}$ от значения $U^1_{вых}$ до значения $U^0_{вых}$ через конденсатор C_2 передается на вход микросхемы $ИМС_2$ и создает нежелательный отрицательный выброс напряжения $U_{вх1}$. Чтобы исключить отрицательные выбросы на входах $ИМС_1$ и $ИМС_2$, резисторы R_1 и R_2 шунтируют диодами $Д_1$ и $Д_2$.

После момента времени t_1 конденсатор C_1 начинает заряжаться с постоянной времени $\tau_{зар1} = R_1C_1$, а напряжение $U_{вх1}$ стремится к нулю с той же постоянной времени. По достижении напряжением $U_{вх1}$ порогового значения $U_{пор.сх}$, при котором переключается микросхема $ИМС_1$, напряжение $U_{вых1}$ скачком изменяется до значения, соответствующего логической единице, т. е. $U_{вых1}(t_2) = U^1_{вых}$, что приводит к изменению напряжения $U_{вх2}(t_2) = U^1_{вых}$, а следовательно, $U_{вых2}(t_2) = U^0_{вых}$. Таким образом, мультивибратор переходит в следующее квазиустойчивое состояние, за время которого происходят заряд конденсатора C_2 и изменение напряжения $U_{вх2}$ с постоянной времени $\tau_{зар2} = R_2C_2$. При $U_{вых2}(t_3) = U_{пор.сх}$ мультивибратор переходит в новое квазиустойчивое состояние, во время которого заряжается конденсатор C_1, т. е. цикл повторяется.

В соответствии с временными диаграммами (рис. 11.7,*б*) длительность импульса выходного напряжения $U_{вых2}$ определяется формулой

$$t_и = (R_1 + R'_{вых})\,C_1 \ln \frac{U^1_{вых} - U^0_{вых} + U_{R1}}{U_{пор.сх}}. \qquad (11.34)$$

Длительность паузы между соседними выходными импульсами напряжения

$$t_п = (R_2 + R^1_{вых})\,C_2 \ln \frac{U^1_{вых} - U^0_{вых} + U_{R2}}{U_{пор.сх}}, \qquad (11.35)$$

где U_{R1}, U_{R2} – падения напряжения на резисторах R_1, R_2 от протекания входного тока $I^0_{вх}$ микросхемы при низком уровне входного напряжения ($U_{R1} = I^0_{вх}R_1$, $U_{R2} = I^0_{вх}R_2$); $R^1_{вых}$ – выходное сопротивление микросхемы при высоком уровне выходного напряжения. Обычно выбирают $R_1 = R_2 = R$. При выполнении неравенства

$$R \gg R^1_{вых} \tag{11.36}$$

будем иметь

$$t_и \approx R_1 C_1 \ln \frac{U^1_{вых} - U^0_{вых} + U_{R1}}{U_{пор.сх}}, \tag{11.37}$$

$$t_и \approx R_2 C_2 \ln \frac{U^1_{вых} - U^0_{вых} + U_{R1}}{U_{пор.сх}}. \tag{11.38}$$

На рис. 11.8 изображены принципиальная схема (*а*) и временные диаграммы (*б*) ждущего мультивибратора на логических микросхемах $ИМС_1$ и $ИМС_2$, реализующих функцию И – НЕ.

В исходном состоянии на выходе $ИМС_1$ имеем высокий уровень напряжения $U^1_{вых}$ (логическая единица), так как резистор R подключен к нулевой шине и уровень напряжения на входе $ИМС_1$ определяется падением напряжения $U_R = I^0_{вх}R$ на резисторе R от входного тока микросхемы; это напряжение меньше порогового напряжения $U_{пор.сх}$. Тогда при наличии на входе микросхемы $ИМС_2$ высокого уровня напряжения на выходе этой микросхемы создается низкий уровень напряжения $U_{вых2} = U^0_{вых}$ (логический нуль).

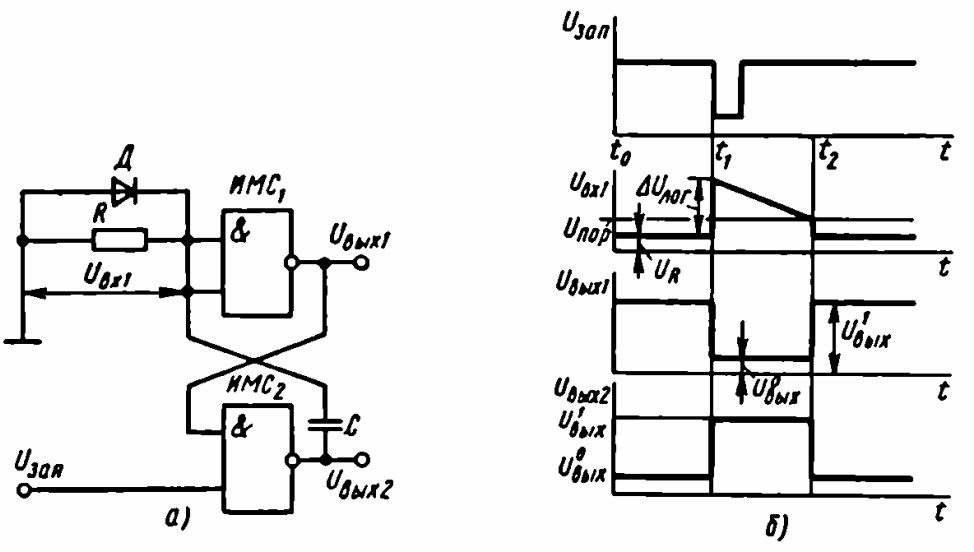


Рис. 11.8

При подаче в момент времени t_1 на вход $ИМС_2$ запускающего импульса $U_{зап}$ микросхема $ИМС_2$ переходит в состояние логической единицы, когда $U_{вых2} = U^1_{вых}$. Скачок напряжения $\Delta U_{лог} = U^1_{вых} - U^0_{вых}$ передается через конденсатор C на вход микросхемы $ИМС_1$, которая переходит в состояние логического нуля, когда $U_{вых} = U^0_{вых}$.

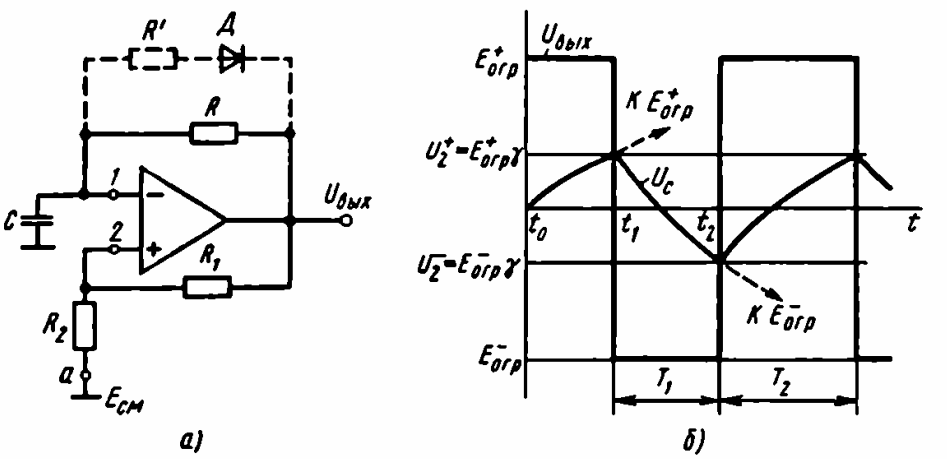
После момента времени t_1 конденсатор C заряжается по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = RC$, а напряжение $U_{вх1}$ падает с той же постоянной времени. Мультивибратор находится в квазиустойчивом состоянии.

В момент времени t_2, когда напряжение $U_{вх1}$ достигает порогового уровня $U_{пор.сх}$, происходит переключение $ИМС_1$ и соответственно $ИМС_2$. Мультивибратор возвращается в исходное состояние. Для предотвращения отрицательного выброса напряжения $U_{вх1}$ в момент t_2 и уменьшения, таким образом, времени восстановления исходного состояния схемы резистор R шунтируют диодом $Д$.

Длительность выходного импульса при $R \gg R^1_{вых}$ определяется формулой

$$t_и \approx RC \ln \frac{U^1_{вых} - U^0_{вых} + U_R}{U_{пор.сх}}. \qquad (11.39)$$

Принципиальная схема и временные диаграммы работы автоколебательного мультивибратора на операционном усилителе приведены на рис. 11.9, *а, б*. При подаче питающих напряжений в начальный момент времени t_0 вход *1* операционного усилителя по переменному току заземлен, а на вход *2* по цепи обратной связи поступает небольшое напряжение (положительное или отрицательное), так как на выходе всегда имеется положительное или отрицательное напряжение сдвига. Дифференциальное напряжение, приложенное к входам *1* и *2*,



а) *б)*

Рис. 11.9

скачком переводит операционный усилитель в режим ограничения, когда, например, $U_{вых} = E^{+}_{огр}$, а $U_2 = U^{+}_2$. Конденсатор C начинает заряжаться с постоянной времени $\tau = RC$, и напряжение на нем изменяется, стремясь к значению $E^{+}_{огр}$. При $U_C = U^{+}_2 = \dfrac{E^{+}_{огр}R_2}{R_1 + R_2} = E^{+}_{огр}\gamma$ выходное напряжение скачком изменяется, достигая своего отрицательного предела $E^{-}_{огр}$.

Напряжение U_2 становится отрицательным и удерживает схему в состоянии ограничения, когда $U_{вых} = E^{-}_{огр}$. Конденсатор C перезаряжается, а напряжение на нем стремится к значению $E^{-}_{огр}$. При $U_C = U^{-}_2 = E^{-}_{огр}\gamma$ происходит скачок выходного напряжения к положительному пределу.

Длительности квазиустойчивых состояний схемы при $E_{см} = 0$ (точка a заземлена) определяются из формулы [15]

$$T_1 = RC \ln \frac{|E^{-}_{огр}| + U^{+}_2}{|E^{-}_{огр}| - |U^{-}_2|} = RC \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right), \quad (11.40)$$

$$T_2 = RC \ln \frac{E^{+}_{огр} + |U^{-}_2|}{E^{+}_{огр} - U^{+}_2} = RC \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) = T_1.$$

Таким образом, при $E_{см} = 0$ схема генерирует импульсы со скважностью, равной двум. Для изменения частоты и скважности выходных импульсов можно: 1) подать в точку a напряжение $E_{см} \neq 0$, 2) зашунтировать резистор R цепью, состоящей из последовательно соединенных резистора R' и диода $Д$ (на рис. 11.9 показана пунктиром).

Принципиальная схема и временны́е диаграммы ждущего мультивибратора на операционном усилителе приведены на рис. 11.10. В исходном состоянии, когда $U_{вх} = 0$, выходное напряжение операционного усилителя равно положительному предельному значению $E^{+}_{огр}$. Диод открыт, напряжение на конденсаторе C и соответственно на инвертирующем входе усилителя составляет десятые доли вольт. Напряжение на неинвертирующем входе определяется делителем $(R_1 - R_2)$:

$$U^{+}_2 = \frac{E^{+}_{огр}R_2}{R_1 + R_2} = E^{+}_{огр}\gamma.$$

Это напряжение удерживает усилитель в таком режиме, когда $U_{вых} = E^{+}_{огр}$.

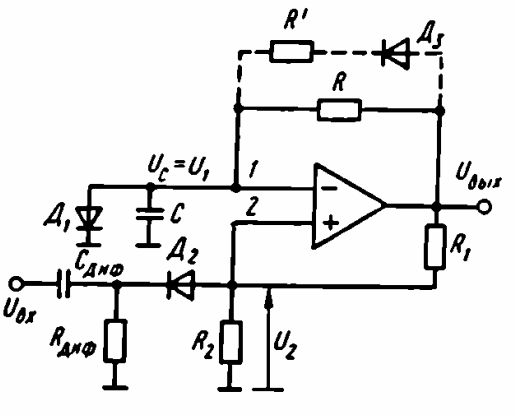


Рис. 11.10

При подаче в момент времени t_0 на вход мультивибратора отрицательного импульса, обычно прямоугольной формы, схема скачком переходит в квазиустойчивое состояние, для которого $U_{вых} = E^{+}_{огр}$. Чтобы исключить влияние источника входного сигнала на работу схемы, применены дифференцирующая цепь $C_{диф}$, $R_{диф}$ и диод $Д_2$. В момент времени t_0 диод $Д_2$ закрывается и конденсатор C начинает заряжаться с постоянной времени $\tau = RC$. Напряжение на нем стремится к значению $E^{-}_{огр}$ по экспоненте с той же постоянной времени.

Схема удерживается в квазиустойчивом состоянии до тех пор, пока в момент времени t_1 напряжение $|U_C| = |U_1|$ не превысит по абсолютному значению напряжение на неинвертирующем входе $|U_2^{-}|$.

Длительность выходного импульса схемы

$$t_и = RC \ln \frac{U_{д1} + |E^{-}_{огр}|}{|E^{-}_{огр}| - |U_2^{-}|}.$$

Отсюда при $E^{+}_{огр} \gg U_{д1}$ после несложных преобразований получим

$$t_и \approx RC \ln \frac{|E^{-}_{огр}|}{|E^{-}_{огр}| R_1/(R_1 + R_2)} = RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (11.41)$$

В момент времени t_1 операционный усилитель снова переходит в устойчивое состояние, когда $U_{вых} = E^{+}_{огр}$, и конденсатор C начинает разряжаться с постоянной времени $\tau = RC$. Напряжение U_C стремится по экспоненте к уровню $E^{+}_{огр}$.

Время восстановления исходного состояния схемы определяется моментом времени t_2, когда открывается диод $Д_1$, и напряжение U_C фиксируется на уровне десятых долей вольт.

В соответствии с временными диаграммами рис. 11.9, *б* время восстановления определяется из формулы

$$t_{восст} = RC \ln \frac{|U_2^{-}| + E^{+}_{огр}}{E^{+}_{огр} - U_{д1}}. \quad (11.42)$$

Полагая $E^{\pm}_{огр} \gg U_{д1}$, эту формулу можно упростить:

$$t_{восст} \approx RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right). \quad (11.43)$$

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

11.8. Найти максимальное значение сопротивления резистора R_{max}, при котором схемы мультивибратора (см. рис. 11.7 и 11.8) теряют работоспособность. ИМС выполнены на базе элементов ТТЛ-логики и имеют следующие параметры: пороговое зна-

чение отпирания ИМС $U_{\text{пор.сх}} = 1{,}4$ В; $E_к = 5$ В; $U_{б\text{э}} = 0{,}7$ В; $R_1 = 4$ кОм.

Решение

Логическая микросхема имеет на выходе высокий уровень напряжения только в том случае, если выполняется условие

$$U_{вх} < U_{\text{пор.сх}}.$$

Учитывая, что $U_{вх} \approx I_{вх}R$, $I_{вх} = (E_к - U_{б\text{э}})/(R_1 + R)$, условие работоспособности схемы можно записать так: $I_{вх}R < U_{\text{пор.сх}}$. Отсюда находим максимальное значение сопротивления резистора:

$$R_{max} = \frac{U_{\text{пор.сх}}R_1}{E_к - U_{б\text{э}} - U_{\text{пор.сх}}} = 2 \text{ кОм}.$$

11.9. Спроектировать автоколебательный мультивибратор (см. рис. 11.7, *а*) на интегральных микросхемах серии 155 с пороговым напряжением 1,4 В. Напряжение на выходе схемы в режиме логической единицы $U^1_{вых} = 2{,}4$ В, в режиме логического нуля $U^0_{вых} = 0{,}4$ В. Рабочая частота $F = 5$ кГц, скважность повторения выходных импульсов $Q = 2$.

Решение

Определим длительность импульса выходного напряжения $U_{вых\,2}$ (см. временные диаграммы рис. 11.7, *б*):

$$t_и = T/Q = 1/(QF) = 1/(2 \cdot 5) = 0{,}1 \text{ мс}.$$

Учитывая, что скважность $Q = 2$, длительность паузы $t_п$ между соседними выходными импульсами $U_{вых\,2}$ равна длительности импульса, т. е. выбираем сопротивления резисторов $R_1 = R_2 = R$, руководствуясь следующими неравенствами:

$$R \gg R^1_{вых},\ R < R_{max}.$$

Для микросхем серии 155 имеем $R^1_{вых} \approx 0{,}2$ кОм, $R_{max} = 2$ кОм. Принимаем $R = 1{,}5$ кОм.

Из формул (11.37) и (11.38), пользуясь данными предыдущей задачи и учитывая, что $U_{R1} = U_{R2} = U_R = I_{вх}R = 1{,}04$ В, найдем емкости конденсаторов: $C_1 = C_2 = C = 0{,}1$ мкФ.

11.10. Пользуясь данными задач 11.8 и 11.9, определить емкость конденсатора в схеме ждущего мультивибратора (см. рис. 11.8, *а*), выполненного на интегральных микросхемах серии 155 и предназначенного для формирования выходного импульса длительностью 70 мкс.

Решение

Принимая во внимание неравенства $R \gg R^1_{вых}$, $R < R_{max}$, выбираем величину $R = 1{,}5$ кОм. Учитывая, что $U_R = 1{,}04$ В, из формулы (11.39) найдем

$$C = \frac{t_и}{RC \ln (U^1_{вх} - U^0_{вх} + U_R)/U_{пор.сх}} = 0{,}067 \text{ мкФ}.$$

11.11. Рассчитать автоколебательный мультивибратор на операционном усилителе (см. рис. 11.9), генерирующий знакопеременные импульсы, амплитуда и частота которых $U_{вых} \geqslant 8$ В и $F = 10$ кГц соответственно. Сопротивление нагрузки $R_н = 10$ кОм.

Решение

1. Выбираем операционный усилитель типа К140УД7, параметры которого удовлетворяют условиям

$$U_{вых\,max} = |E^{\pm}_{огр}| > 8 \text{ В},$$

$$2|E^{\pm}_{огр}| \cdot 10(2F) < V_{U\,вых},$$

где $U_{вых\,max} = \pm 10{,}5$ В – максимальное выходное напряжение операционного усилителя в режиме ограничения; $V_{U\,вых\,max} = 10$ В/мкс – скорость нарастания выходного напряжения; $2|E^{\pm}_{огр}| \cdot 10(2F)$ – скорость нарастания выходного напряжения на значение $2|E^{\pm}_{огр}|$ за время $0{,}1(T/2) = 10(2F)$.

2. Из условий $R_{вх\,ОУ} \gg R$, $\gamma = R_2/(R_1 + R_2) \ll 1$, $R_2 \gg R_{вых\,ОУ}$ [15] выбираем сопротивления резисторов: $R = 10$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, $R_1 = 10\,R_2 = 100$ кОм.

3. Определим максимальный выходной ток операционного усилителя в схеме мультивибратора (см. рис. 11.9). Ток времязадающего конденсатора изменяется по мере перезаряда конденсатора и достигает максимального значения

$$I_{C\,max} = (1 + \gamma)|E^{\pm}_{огр}|/R$$

в момент переключения схемы при падении напряжения на резисторе R, равном $(1 + \gamma)|E^{\pm}_{огр}|$.

Ток цепи смещения через резисторы R_1 и R_2

$$I_{см} = |E^{\pm}_{огр}|/(R_1 + R_2).$$

Максимальный ток через нагрузку

$$I_н = |E^{\pm}_{огр}|/R_н.$$

Максимальный выходной ток операционного усилителя в схеме мультивибратора (см. рис. 11.9) не должен превышать максимально допустимого для данного типа ОУ значения $I_{вых.доп} = 5$ мА, т. е. $I_{вых\,max} = I_{C\,max} + I_{см} + I_н = 3{,}4$ мА $< I_{вых.доп}$.

Если окажется, что $I_{\text{вых max}} > I_{\text{вых.доп}}$, то следует увеличить сопротивления резисторов R, R_1, R_2 или использовать другой тип операционного усилителя и сделать снова проверочный расчет.

4. Используя формулу (11.40) и учитывая, что $T_1 = T_2$, при $E_{\text{см}} = 0$ определим емкость конденсатора времязадающей цепи:

$$C = \frac{1}{2FR \ln [1 + (2R_2/R_1)]} = 27 \text{ нФ}.$$

11.12. Скважность выходных импульсов, генерируемых схемой мультивибратора (см. рис. 11.9, *а*), при $E_{\text{см}} = 0$ равна двум. Как изменится скважность импульсов мультивибратора при подключении источника смещения с напряжением $E_{\text{см}} = 5$ В? Навесные элементы мультивибратора имеют параметры $R = R_2 = 10$ кОм, $R_1 = 10\ R_2$, $C = 27$ нФ. Тип операционного усилителя К140УД7.

Решение

Если $E_{\text{см}} = 5$ В, то мультивибратор переключается при следующих уровнях напряжения:

$$U_2^+ = \frac{E_{\text{огр}}^+ R_2 + E_{\text{см}} R_1}{R_1 + R_2},$$

$$U_2^- = \frac{E_{\text{огр}}^- R_2 + E_{\text{см}} R_1}{R_1 + R_2}.$$

Длительности квазиустойчивых состояний мультивибратора оказываются равными

$$T_1 = RC \ln \frac{|E_{\text{огр}}^-| + U_2^+}{|E_{\text{огр}}^-| - |U_2^-|} =$$

$$= RC \ln \frac{|E_{\text{огр}}^-| R_1 + 2|E_{\text{огр}}^-| R_2 + E_{\text{см}} R_1}{|E_{\text{огр}}^-| R_1 + E_{\text{см}} R_1} =$$

$$= 270 \ln 1{,}15 \approx 270 \cdot 2{,}3 \cdot 0{,}06 \approx 37 \text{ мкс},$$

$$T_2 = RC \ln \frac{E_{\text{огр}}^+ + |U_2^-|}{E_{\text{огр}}^+ - U_2^+} = RC \ln \frac{E_{\text{огр}}^+ R_1 + 2E_{\text{огр}}^+ R_2 - E_{\text{см}} R_1}{E_{\text{огр}}^+ R_1 - E_{\text{см}} R_1} =$$

$$= 270 \ln 1{,}4 = 270 \cdot 2{,}3 \cdot 0{,}15 \approx 94 \text{ мкс}.$$

Период повторения импульсов $T = T_1 + T_2 = 131$ мкс.

Скважность $Q = T/T_1 = 131/37 \approx 3{,}5$.

11.13. Рассчитанный на основании результатов задачи 11.11 мультивибратор на операционном усилителе типа К140УД7 (см. рис. 11.9, *а*), имеющий навесные элементы с параметрами $R = R_2 = 0{,}1\ R_1 = 10$ кОм, $C = 27$ нФ, генерирует при $E_{\text{см}} = 0$

импульсы частотой 10 кГц и со скважностью два. Как изменятся частота и скважность колебаний мультивибратора, если резистор R зашунтировать цепью, состоящей из последовательного соединения диода $Д$ и резистора $R' = R$? (На рис. 11.9 цепь показана штриховыми линиями.)

Решение

При положительном уровне ограничения выходного напряжения $E^{+}_{огр}$ диод закрыт и перезаряд конденсатора C происходит, как обычно, т. е. с постоянной времени $\tau = RC$. Таким образом,

$$T_2 = RC \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) = \frac{10^6}{2 \cdot 10^4} = 50 \text{ мкс}.$$

При отрицательном уровне $E^{-}_{огр}$ диод открыт и перезаряд конденсатора C происходит через параллельно включенные резисторы R и R' с постоянной времени $\tau' = (R' \parallel R)C$. Поэтому

$$T_1 = \tau' \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) = 25 \text{ мкс}.$$

Период колебаний, частота и скважность равны соответственно $T' = T_2 + T_1 = 75$ мкс, $F' = 1/T' = 13{,}4$ кГц, $Q' = T'/T_1 = 75/25 = 3$.

11.14. Спроектировать ждущий мультивибратор на операционном усилителе (рис. 11.10), формирующий отрицательные перепады выходного напряжения длительностью 10 мкс при поступлении на вход схемы коротких отрицательных импульсов с максимальной частотой $f_{вх\,max} = 67$ кГц. Падение напряжения на открытом диоде $Д_1 U_{д1} = 0{,}6$ В.

Решение

1. Из условия получения отрицательных перепадов выходного напряжения $U_{вых} = 2\,|\,E^{\pm}_{огр}\,|$ длительностью $t_и = 10$ мкс выбираем операционный усилитель типа К544УД2, параметры которого удовлетворяют условиям

$$U_{вых\,max\,ОУ} = |\,E^{\pm}_{огр}\,| = \pm 10 \text{ В} \geqslant U_{вых}/2,$$

$$2\,|\,E^{\pm}_{огр}\,|/(0{,}1\,t_и) \leqslant V_{U\,вых\,ОУ},$$

где $2\,|\,E^{\pm}_{огр}\,|/(0{,}1\,t_и) = 0{,}25$ В/мкс – скорость нарастания выходного напряжения на величину $2\,|\,E^{\pm}_{огр}\,|$ за время $0{,}1\,t_и$; $V_{U\,вых\,ОУ} = 20$ В/мкс. При выполнении последнего условия можно пренебречь влиянием инерционности переключения операционного усилителя на длительность выходного перепада напряжения.

2. Выбираем сопротивления резисторов R, R_1 и R_2, удовлетворяющие неравенствам

$$R_{\text{вх ОУ}} \gg R,\ R_2 \gg R_{\text{вых ОУ}},$$
$$\gamma = R_2/(R_1 + R_2) \ll 1.$$

Учитывая, что $R_{\text{вх ОУ}} = 10$ МОм, $R_{\text{вых ОУ}} = 90$ Ом, выбираем $R = R_2 = 10$ кОм, $R_1 = 100$ кОм.

3. Определяем максимальный выходной ток операционного усилителя в схеме мультивибратора. Ток цепи инвертирующего входа I_C меняется по мере перезаряда конденсатора и достигает максимума в момент переключения мультивибратора при $U_{\text{вых}} = \gamma\,|E^{\pm}_{\text{огр}}|$:

$$I_{C\max} = (1 + \gamma)\,|E^{\pm}_{\text{огр}}|/R.$$

Ток цепи неинвертирующего входа $I_{\text{см}} = |E^{\pm}_{\text{огр}}|/(R_1 + R_2)$.

Максимальный выходной ток операционного усилителя в схеме мультивибратора (при $R_{\text{н}} \to \infty$) $I_{\text{вых}\max} = I_{\text{см}} + I_{C\max} \approx \approx 1{,}19$ мА не должен превышать предельного значения выходного тока $I_{\text{вых.доп}} = 5$ мА операционного усилителя типа К544УД2.

4. Учитывая, что $|E^{\pm}_{\text{огр}}| \gg U_{\text{д1}}$, определим емкость времязадающего конденсатора C из формулы (11.41):

$$C = \frac{t_{\text{и}}}{R \ln\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)} = 11 \text{ нФ}.$$

5. Находим время восстановления исходного состояния схемы, необходимое для обеспечения длительности импульса $t_{\text{и}} = 10$ мкс:

$$t_{\text{восст}} = \frac{1}{f_{\text{вх}\max}} - t_{\text{и}} = 15 - 10 = 5 \text{ мкс}.$$

6. Из формулы (11.42) определяем эквивалентное сопротивление, при котором $t_{\text{восст}} = 5$ мкс:

$$R_{\text{экв}} = \frac{t_{\text{восст}}}{C \ln\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}\right)} = 5 \text{ кОм}.$$

7. Зашунтируем резистор R цепью, состоящей из последовательно соединенных резистора R' и диода $Д_3$ (на рис. 11.10 цепь показана штриховыми линиями), и определим сопротивление резистора R', при котором $t_{\text{восст}} = 5$ мкс:

$$R' = (1/R_{\text{экв}} - 1/R)^{-1} = 10 \text{ кОм}.$$

11.15. Какие изменения следует произвести в схеме ждущего мультивибратора (рис. 11.10), чтобы сформировать на выходе положительный перепад напряжения?

Ответ: для формирования положительных импульсов на выходе схемы следует изменить полярность включения диодов $Д_1$, $Д_2$ и осуществить запуск схемы коротким положительным импульсом.

ГЛАВА 12
ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

§ 12.1. ПРИНЦИП ПОЛУЧЕНИЯ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Напряжение пилообразной формы (рис. 12.1) характеризуется двумя промежутками времени: временем рабочего хода $t_{раб}$, в течение которого напряжение изменяется по линейному закону, и временем обратного хода $t_{обр}$, в течение которого напряжение возвращается к исходному значению. Закон изменения напряжения за время обратного хода обычно несущественен, однако необходимо выполнение условия $t_{раб} \gg t_{обр}$.

Различают положительное и отрицательное, а также нарастающее и спадающее пилообразные напряжения. На рис. 12.1 приведены положительное нарастающее пилообразное напряжение (*а*), положительное спадающее (*б*), отрицательное спадающее (*в*) и отрицательное нарастающее напряжение (*г*).

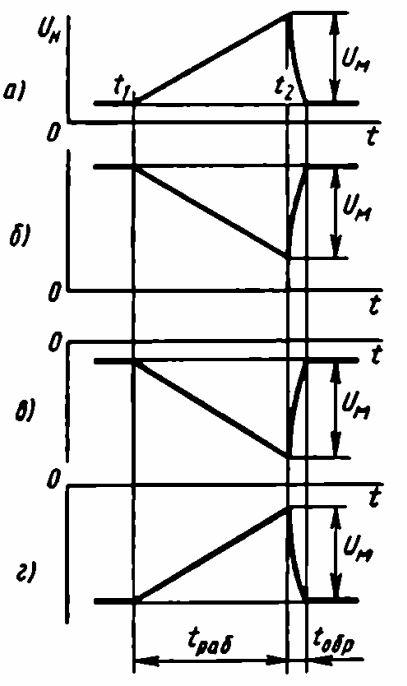


Рис. 12.1

Для получения пилообразного напряжения в схеме генератора необходимо обеспечить в течение времени $t_{раб}$ заряд или разряд некоторого конденсатора большой емкости постоянным током. Действительно, если $I_C = \text{const}$, то напряжение на конденсаторе

$$U_C = \int_{t_1}^{t_2} (I_C/C)\,dt = (I_C/C)(t_2 - t_1), \qquad (12.1)$$

т. е. для получения идеальной линейности напряжения на конденса-

торе U_C ток заряда должен быть постоянным. Напряжение U_C для большинства генераторов является выходным или передается на выход через повторитель.

Требование постоянства тока I_C вытекает также из выражения для скорости заряда (разряда) конденсатора постоянным током:

$$dU_C/dt = I_C/C. \tag{12.2}$$

Чтобы оценить степень линейности напряжения за время рабочего хода $t_{раб}$, вводят коэффициент нелинейности

$$K_н = \frac{(dU_C/dt)_{t=t_1} - (dU_C/dt)_{t=t_2}}{(dU_C/dt)_{t=t_1}}. \tag{12.3}$$

Подставляя (12.2) в формулу (12.3), получаем

$$K_н = \frac{I_C(t_1) - I_C(t_2)}{I_C(t_1)}. \tag{12.4}$$

Схема простейшего генератора линейно возрастающего напряжения и временные диаграммы входного и выходного напряжений схемы приведены на рис. 12.2, *а*, *б*.

В исходном состоянии транзистор находится в режиме насыщения. Пренебрегая остаточным напряжением $U_{кн}$ насыщенного транзистора, следует принять, что $U_C(0) \approx 0$. В момент времени t_1 транзистор под действием входного импульса запирается. Если не учитывать время переходных процессов в транзисторе, то можно считать, что ток через конденсатор в момент времени t_1 скачком возрастает до значения

$$I_C(t_1) \approx E_к/R_к. \tag{12.5}$$

По мере заряда конденсатора напряжение u_C возрастает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_з = R_к C$, стремясь к значению $E_к - I_{КБ0}R_к$:

$$u_C(t) = (E_к - I_{КБ0}R_к)(1 - e^{-\frac{t}{\tau_з}}) \approx E_к(1 - e^{-\frac{t}{\tau_з}}). \tag{12.6}$$

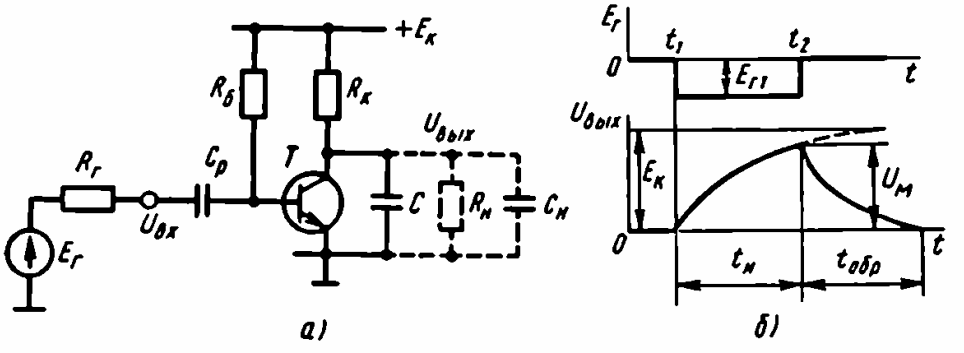


Рис. 12.2

Ток I_C уменьшается с той же постоянной времени:

$$I_C(t) = (E_к/R_к)\,e^{-\frac{t}{\tau_з}}. \qquad (12.7)$$

В момент времени t_2, когда транзистор снова открывается, ток через конденсатор

$$I_C(t_2) = (E_к/R_к)\,e^{-\frac{t_и}{\tau_з}}. \qquad (12.8)$$

Формула (12.4) с учетом выражений (12.5) и (12.8) приобретает вид

$$K_н = U_м/E_к = 1 - e^{-\frac{t_и}{\tau_з}}, \qquad (12.9)$$

где $U_м = E_к(1 - e^{-\frac{t_и}{\tau_з}})$ – амплитуда выходного напряжения. При $t_и \ll \tau_з$ разложим экспоненту $e^{-t_и/\tau_з}$ в степенной ряд и ограничимся первыми двумя членами. Тогда формула (12.9) будет иметь вид

$$K_н = \frac{t_и}{\tau_з} = \frac{t_и}{R_к C}. \qquad (12.10)$$

После момента времени t_2 транзистор открывается и под действием базового тока $I_б \approx E_к/R_б$ ток коллектора изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени разряда конденсатора

$$\tau_р = (R_к \parallel R_{вых.э})\,C \gg \tau_\beta,$$

где $R_{вых.э}$ – выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме ОЭ.

Время обратного хода, определяемое с момента времени t_2 до момента времени, когда транзистор входит в режим насыщения, определяется формулой [15]

$$t_{обр} = \frac{CU_м}{\beta I_б - I_C(t_2)} = \frac{CU_м}{\beta I_б - I_{кн}} = \frac{t_и}{\beta\dfrac{R_к}{R_б} - 1}. \qquad (12.11)$$

Вводя в формулу (12.11) величину степени насыщения транзистора S, получим

$$t_{обр} = \frac{t_и}{S - 1}. \qquad (12.12)$$

Таким образом, для уменьшения времени обратного хода следует увеличивать степень насыщения транзистора. Однако

при этом выходное напряжение генератора задерживается относительно момента подачи входного сигнала на время $t_{рас}$, обусловленное рассасыванием носителей в базе.

§12.2. УЛУЧШЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГЕНЕРАТОРОВ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Если требуется получить коэффициент $K_н < 10\%$, используют токостабилизирующие нелинейные элементы в цепи заряда или разряда выходного конденсатора. Таким элементом является, например, транзистор, включенный по схеме ОБ. При заданном токе эмиттера $I_э = \text{const}$ дифференциальное сопротивление коллекторного перехода транзистора $r_к = \Delta U_{кб}/\Delta I_к$ составляет 10^6 Ом и более. Таким образом, при изменении приложенного к транзистору напряжения $U_{кб} \approx U_к$, ток через транзистор практически постоянен.

Схема генератора падающего напряжения с транзисторным стабилизатором тока в цепи разряда конденсатора и временные диаграммы входного и выходного напряжений приведены на рис. 12.3, *а*, *б*. В исходном состоянии коммутирующий транзистор T_1 открыт и насыщен. Условие насыщения транзистора T_1 имеет вид $R_б < R_к\beta$ или

$$R_б = R_к\beta_{min}/S. \qquad (12.13)$$

В коллекторной цепи токостабилизирующего транзистора T_2, находящегося в активном режиме, протекает ток

$$I_{к2} = \alpha_2 I_{э2} \approx E_э/R_э.$$

Так как транзисторы T_1 и T_2 соединены последовательно, то и через транзистор T_1 протекает ток

$$I_к = I_{к1} = I_{к2}.$$

Таким образом, в исходном состоянии схемы конденсатор C

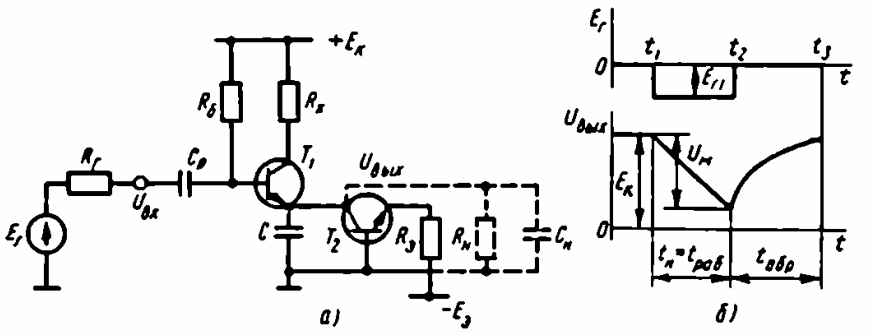


Рис. 12.3

заряжен до напряжения

$$U_C(0) = U_{вых}(0) = E_к - I_к R_к = E_к - \frac{E_э R_к}{R_э} = E'_к. \quad (12.14)$$

При запирании транзистора T_1 скачком напряжения потенциал на конденсаторе скачком измениться не может. Поэтому в момент времени t_1 ток через конденсатор скачком (если пренебречь переходными процессами при переключении транзистора T_1) возрастает от нуля до значения

$$I_C(t_1) = I_{к2} = \alpha E_э / R_э. \quad (12.15)$$

Затем конденсатор C разряжается через транзистор T_2. Изменение тока разряда C за время действия входного импульса определяется изменением напряжения на коллекторе T_2 и выходным сопротивлением транзистора, включенного по схеме ОБ:

$$\Delta I_{к2} = \Delta I_C = \Delta U_{кб} / R_{вых\,2б} = U_м / r_к. \quad (12.16)$$

Из формул (12.15) и (12.16) получим

$$K_н = \frac{U_м}{E_э} \frac{R_э}{\alpha_2 r_к} = \frac{U_м}{I_{э2} \alpha_2 r_к}. \quad (12.17)$$

Амплитуду выходного напряжения можно определить по формуле

$$U_м = \frac{I_C}{C} t_и = \frac{\alpha_2 E_э t_и}{R_э C}. \quad (12.18)$$

Подставляя (12.18) в (12.17), будем иметь

$$K_н = t_и / (r_к C). \quad (12.19)$$

По окончании входного импульса в момент t_2 транзистор T_1 быстро насыщается (здесь можно пренебречь переходными процессами при отпирании транзистора T_1) и конденсатор заряжается с постоянной времени

$$\tau_э = (R_{вых\,2б} \parallel R_к) C \approx R_к C. \quad (12.20)$$

Таким образом, $t_{обр} = (3 \div 5) \tau_э = (3 \div 5) R_к C$.

Стабилизация тока конденсатора во время рабочего хода может осуществляться также с помощью обратной связи, вводимой в схему так, чтобы в зарядной цепи конденсатора C создавалось компенсирующее напряжение $U_{комп}$, пропорциональное изменению напряжения на конденсаторе и складывающееся с постоянным напряжением питания.

Принципиальная схема генератора линейно падающего отрицательного напряжения с токостабилизирующей обратной

связью представлена на рис. 12.4, *а*. Транзистор T_1 в этой схеме выполняет функцию ключевого элемента. Транзистор T_2, включенный по схеме эмиттерного повторителя, осуществляет обратную связь, обеспечивая постоянство потенциалов на резисторе $R_к$ и тем самым постоянство зарядного тока.

При подаче на вход схемы положительного импульса напряжения (рис. 12.4, *б*) транзистор T_1 запирается и конденсатор C заряжается через открытый в исходном состоянии диод и резистор $R_к$. Изменение напряжения ΔU_C передается через эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе T_2, в точку m, и диод закрывается. После запирания диода процесс заряда конденсатора C определяется напряжением на конденсаторе C_0, который при достаточно большой емкости C_0 можно в данном случае рассматривать как источник постоянного напряжения. По окончании входного импульса и отпирания транзистора T_1 конденсатор C разряжается через транзистор T_1, находящийся в активной области, так как $U_{б1} \approx 0$, $|U_{к1}| = |U_C| > U_б$.

Время обратного хода определяется по формуле (12.12). Напряжение $U_C = U_{к1}$ во время обратного хода уменьшается почти до нуля. Диод открывается, а транзистор T_1 входит в режим насыщения. Отпирание диода позволяет конденсатору C_0 снова перезарядиться до напряжения, близкого к $E_к$. Длительность подзаряда конденсатора C_0, определяющая восстановление исходного состояния схемы, равна

$$t_{восст} = (3 \div 5)(r_д + R_{вых.п}) C_0, \qquad (12.21)$$

где $r_д$ – прямое сопротивление открытого диода; $R_{вых.п}$ – выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

Коэффициент нелинейности данной схемы генератора

$$K_н = \frac{U_м}{E_к}\left[(1 - K_п) K_н + \frac{C}{C_0} + \frac{R_к}{R_{вх.п} + R_к}\right]. \qquad (12.22)$$

Амплитуда выходного напряжения

$$U_м = K_п E_к t_и / (R_к C) \approx E_к t_и / (R_к C). \qquad (12.23)$$

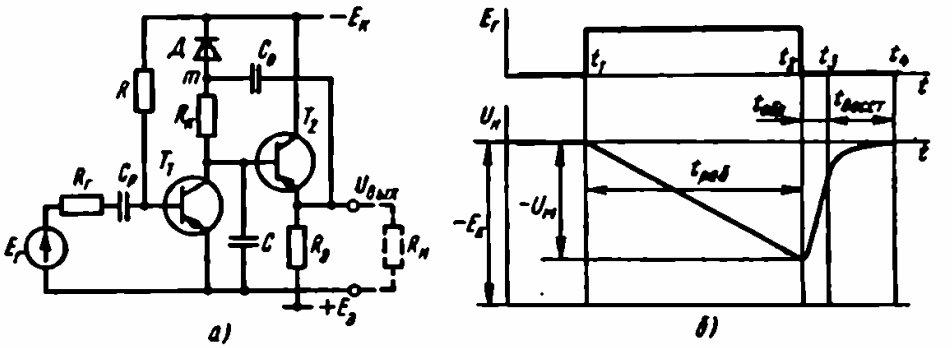


Рис. 12.4

Нагрузка, подключенная к выходу эмиттерного повторителя, по сравнению с предыдущей схемой меньше сказывается на коэффициенте нелинейности, поскольку нагрузкой транзистора T_1 в данном случае служит входное сопротивление эмиттерного повторителя

$$R_{вх.п} = (1 + \beta)(r_к^* \parallel R_э \parallel R_н). \qquad (12.24)$$

Из формулы (12.24) следует, что для повышения нагрузочной способности схемы следует увеличивать сопротивление резистора $R_э$. Поэтому для обеспечения нормального режима эмиттерного повторителя при большой величине $R_э$ вводят дополнительный источник питания $E_э$.

Вместо эмиттерного повторителя (рис. 12.4, *а*) можно использовать операционный усилитель, выполняющий функции усилителя с коэффициентом усиления, близким к единице (рис. 12.5, *а*). Задавая коэффициент усиления схемы с помощью резисторов R_1 и R_2, можно получить минимальный коэффициент нелинейности, определяемый формулой [15]

$$K_н = \left(1 - K_{ос} + \frac{C}{C_0} + \frac{R_к + R_{вых\,ОУ}}{R_{вх\,ОУ}}\right)\frac{U_м}{E_к}, \qquad (12.25)$$

где $K_{ос} = 1 + (R_2/R_1)$ – коэффициент усиления неинвертирующего операционного усилителя с обратной связью; $R_{вх\,ОУ}$, $R_{вых\,ОУ}$ – входное и выходное сопротивления операционного усилителя с обратной связью соответственно.

Полагая, что $1 - K_{ос} + \frac{C}{C_0} + \frac{R_к + R_{вых\,ОУ}}{R_{вх\,ОУ}} = 0$, и учитывая, что $R_{вых\,ОУ}/R_{вх\,ОУ} \to 0$, после несложных преобразований найдем отношение R_2/R_1, при котором коэффициент нелинейности близок к нулю:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C}{C_0} + \frac{R_к}{R_{вх\,ОУ}}. \qquad (12.26)$$

Значение минимального коэффициента нелинейности определяется разбросом номиналов резисторов R_2, R_1 и входного сопротивления $R_{вх\,ОУ}$.

Схема на рис. 12.5, *а* имеет высокую нагрузочную способность, так как сопротивление $R_{вых\,ОУ}$ мало́. С помощью источника напряжения смещения E_0 в этой схеме можно изменять начальный уровень выходного напряжения:

$$U_{вых\,min} \approx -E_0 R_2/R_1. \qquad (12.27)$$

Амплитуду выходного напряжения $U_м$ можно определить из формулы (12.23).

Время обратного хода $t_{обр} = t_3 - t_2$ в схеме рис. 12.5, *а*

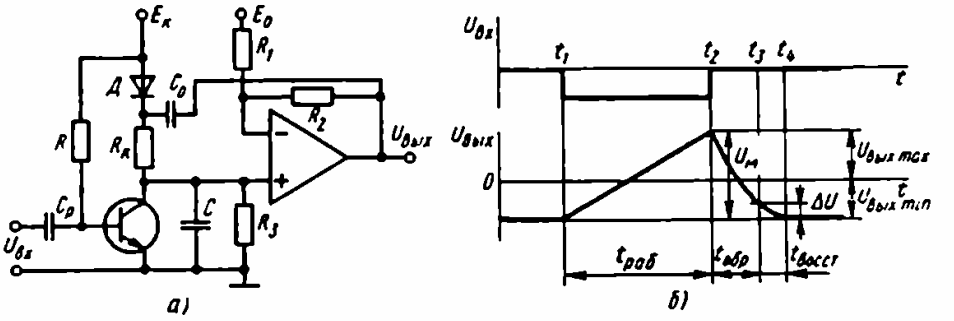


Рис. 12.5

определяется, так же как и в схеме рис. 12.4, *а*, разрядом конденсатора C через открытый транзистор, находящийся в активном режиме (рис. 12.5, *б*):

$$t_{обр} \approx t_и / \left(\frac{R_к \beta}{R_б} - 1 \right). \qquad (12.28)$$

В момент времени t_3 диод открывается и конденсатор C_0 подзаряжается с постоянной времени

$$\tau_{восст} = C_0 (R_и + R_д) \approx C_0 R_и, \qquad (12.29)$$

где $R_и$ – сопротивление нагрузки закрытого оконечного каскада операционного усилителя.

Время восстановления исходного состояния схемы, согласно [15],

$$t_{восст} = \tau_{восст} \frac{\Delta U}{\Delta U + (E_к - U_{вых\,min})}, \qquad (12.30)$$

где $\Delta U = t_и E_к [1 + 1/(S - 1)]/(C_0 R_к)$. (12.31)

В настоящее время широко используются генераторы линейно изменяющегося напряжения с отрицательной обратной связью, выполненные на операционных усилителях. На рис. 12.6, *а* представлена схема автоколебательного генератора пилообразного напряжения, в которой отрицательная обратная связь в операционном усилителе $ОУ_2$ осуществляется с помощью интегрирующего конденсатора C. При этом входная емкость $ОУ_2$ увеличивается в $1 + K_{ОУ}$ раз.

Временны́е диаграммы работы схемы представлены на рис. 12.6, *б*. Операционный усилитель $ОУ_1$ работает как компаратор напряжения, срабатывающий в тот момент времени, когда напряжение на его неинвертирующем входе U_2 переходит через нуль. Напряжение U_2, в свою очередь, зависит от напряжения на выходе схемы $U_{вых}$.

При напряжении $U_{вых1} = E^{+}_{огр}$ выходное напряжение $U_{вых}$ изменяется почти по линейному закону

$$U_{\text{вых}}(t) \approx E^{+}_{\text{огр}} K_{\text{ОУ}} (1 - e^{-t/\tau_{\text{экв}}}) \approx - E^{+}_{\text{огр}} \frac{t}{\tau}. \qquad (12.32)$$

В выражении (12.32) $\tau_{\text{экв}} = RC_{\text{экв}} = RC(1 + K_{\text{ОУ}}) \approx \tau K_{\text{ОУ}}$, так как диод $Д$ закрыт.

В момент времени t_1 напряжение $U_{\text{вых}}$ достигает значения

$$U^{-}_{\text{вых}0} = - E^{+}_{\text{огр}} t_{\text{и}1}/\tau, \qquad (12.33)$$

при котором U_2 становится равным нулю, т. е.

$$U_2 = - |U^{-}_{\text{вых}0}| + (E^{+}_{\text{огр}} + |U^{-}_{\text{вых}0}|)\gamma = 0, \qquad (12.34)$$

где $\gamma = R_4/(R_3 + R_4)$.

Напряжение $U_{\text{вых}1}(t_1)$ компаратора скачком изменяется от значения $E^{+}_{\text{огр}}$ до $E^{-}_{\text{огр}}$, и после момента времени t_1 напряжение $U_{\text{вых}}$ изменяется почти по линейному закону от $U^{-}_{\text{вых}0}$ до $U^{+}_{\text{вых}0}$. Амплитуда выходного напряжения схемы

$$|U_{\text{м}}| = |U^{-}_{\text{вых}0}| + U^{+}_{\text{вых}0} = (E^{+}_{\text{огр}} + |U^{-}_{\text{вых}0}|)\, t_{\text{и}2}/\tau',$$

где $\tau' = (R_1 \parallel R_2)C$, так как диод открыт.

Из этого выражения следует, что

$$t_{\text{обр}} = t_{\text{и}2} = \frac{|U_{\text{м}}|\tau'}{E^{+}_{\text{огр}} + |U^{-}_{\text{вых}0}|}. \qquad (12.35)$$

При достижении напряжением $U_{\text{вых}}$ уровня $U^{+}_{\text{вых}0}$ будем иметь

$$U_2 = U^{+}_{\text{вых}0} - (|E^{-}_{\text{огр}}| + U^{+}_{\text{вых}0})\gamma = 0. \qquad (12.36)$$

Компаратор ОУ_1 срабатывает, его выходное напряжение в момент времени t_2 изменяется скачком от значения $E^{-}_{\text{огр}}$ до $E^{+}_{\text{огр}}$, а выходное напряжение схемы после момента времени t_2 линейно падает от значения $U^{+}_{\text{вых}0}$ до $U^{-}_{\text{вых}0}$. Амплитуда выходного напряжения схемы определяется выражением

$$|U_{\text{м}}| = U^{+}_{\text{вых}0} + |U^{-}_{\text{вых}0}| = (|E^{-}_{\text{огр}}| + U^{+}_{\text{вых}0})\, t_{\text{и}}/\tau,$$

откуда

$$t_{\text{и}3} = t_{\text{раб}} = U_{\text{м}}\tau/(|E^{-}_{\text{огр}}| + U^{+}_{\text{вых}0}). \qquad (12.37)$$

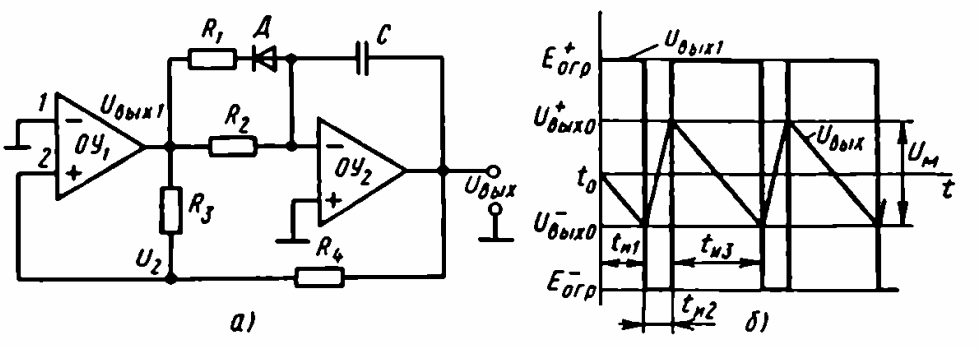


Рис. 12.6

Из выражений (12.34) и (12.36) найдем, что

$$|U^{-}_{\text{вых}0}| = E^{+}_{\text{огр}}\frac{R_4}{R_3}, \tag{12.38}$$

$$U^{+}_{\text{вых}0} = |E^{-}_{\text{огр}}|\frac{R_4}{R_3}, \tag{12.39}$$

а следовательно, амплитуда выходного сигнала

$$U_{\text{м}} = |U^{-}_{\text{вых}0}| + U^{+}_{\text{вых}0} = (E^{+}_{\text{огр}} + |E^{-}_{\text{огр}}|)R_4/R_3.$$

При $E^{+}_{\text{огр}} = E^{-}_{\text{огр}} = E_{\text{огр}}$ получим $|U^{-}_{\text{вых}0}| = U^{+}_{\text{вых}0}$,

$$U_{\text{м}} = 2E_{\text{огр}}R_4/R_3. \tag{12.40}$$

Подставляя величину $U_{\text{м}}$ из выражений (12.40) в (12.35) и (12.37), определяем длительности:

$$t_{\text{раб}} = 2\tau\gamma = 2R_2C\frac{R_4}{R_3 + R_4}, \tag{12.41}$$

$$t_{\text{обр}} = 2\tau'\gamma = 2(R_1 \parallel R_2)C\frac{R_4}{R_3 + R_4}. \tag{12.42}$$

ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

12.1. Выбрать схему и рассчитать элементы генератора линейно возрастающего напряжения, обеспечивающего при отключенной нагрузке следующие характеристики выходного сигнала: $K_{\text{н}} = 10\%$, $t_{\text{обр}} = 5$ мс, $U_{\text{м}} = 1{,}5$ В. Время нарастания линейного напряжения должно определяться длительностью прямоугольного импульса $t_{\text{и}} = 10$ м/с, поданного на вход генератора. Амплитуда сигнала и внутреннее сопротивление источника соответственно равны $E_{\text{г}} = -5$ В, $R_{\text{г}} = 1$ кОм. Температура окружающей среды 20 – 60 °С.

Решение

Поскольку заданный коэффициент нелинейности превышает 5 %, можно воспользоваться схемой генератора, изображенной на рис. 12.2, *а*. Для обеспечения минимального коэффициента нелинейности транзисторы, используемые в таком генераторе, должны иметь большое допустимое напряжение коллектор – база $U_{\text{к.доп}}$ и работать при малых токах. Выбираем транзистор типа МП111, для которого $U_{\text{к.доп}} = 20$ В. Транзистор может работать без существенного снижения коэффициента усиления при токах $I_{\text{кmin}} = 10$, $I_{\text{КБ0max}} = 300$ мкА.

Определяем напряжение питания, обеспечивающее заданные значения $U_м$ и $K_н$:

$$E_к = U_м/K_н = 15 \text{ В}.$$

Проверяем выполнение условия $E_к \leqslant U_{к.доп}$.

Находим номинал резистора в коллекторной цепи: $R_к = E_к/I_{к\,min} = 54$ кОм. Принимаем $R_к = 51$ кОм.

В соответствии с формулой (12.12) степень насыщения транзистора для обеспечения заданных величин $t_и$ и $t_{обр}$ должна быть равной

$$S = t_и/t_{обр} + 1 = 3.$$

Так как

$$S = \beta \frac{R_к}{R_б},$$

то отсюда $R_б = \beta R_к/S = 170$ кОм.

Средняя мощность $P_{к.ср}$, рассеиваемая на транзисторе, не должна превышать допустимого для данного типа транзистора значения $P_{к.доп} = 150$ мВт. В данном случае

$$P_{к.ср} = \frac{\beta_{max}}{2}\left(\frac{E_г}{R_г + R_{вх.э}} + \frac{E_к}{R_б}\right) U_м \frac{t_{обр}}{t_и + t_{обр}} = 120 \text{ мВт}.$$

Согласно формуле (12.10), определяем емкость конденсатора, обеспечивающую заданный коэффициент нелинейности:

$$C = \frac{t_и}{R_к K_н} = 0{,}02 \text{ мкФ}.$$

Разделительный конденсатор $C_р$ должен успевать разряжаться к приходу следующего входного импульса. Следовательно, для обеспечения минимального периода следования входных импульсов $T = t_и + t_{обр}$ необходимо, чтобы

$$C_р \leqslant \frac{t_{обр}}{3(R_г + R_{вх.э})} = 1 \text{ мкФ}.$$

С другой стороны, за время действия входного импульса напряжение на базе транзистора, которое вследствие заряда $C_р$ с постоянной времени

$$\tau_{з.ср} = (R_г + R_б) C_р$$

стремится увеличиться от значения $-E'_г = -E_г + \dfrac{E_г + E}{R_г + R_б} R_г$ до значения $E_к + I_{КБ0}R_б$, должно остаться отрицательным во избежание преждевременного отпирания транзистора. Для этого

необходимо выполнить условие

$$t_и \leqslant \tau_{1.ср} \ln \frac{E_к + I_{КБ0}R_б + E_г}{E_к + I_{КБ0}R_б - U_{пор\,т}},$$

откуда, полагая, что $E_к \gg I_{КБ0}R_б$, $U_{пор\,т} = 0{,}7$ В, находим

$$C_р \geqslant \frac{t_и}{(R_т + R_б)\ln \dfrac{E_к + E_г}{E_к - U_{пор\,т}}} \approx 0{,}3 \text{ мкФ}.$$

Принимаем $C_р = 0{,}5$ мкФ.

12.2. Как изменятся амплитуда выходного напряжения и коэффициент нелинейности генератора пилообразного напряжения, выполненного по схеме рис. 12.2, *а*, при подключении резистивно-емкостной нагрузки $R_н$ и $C_н$?

Решение

С учетом нагрузки ток через эквивалентный конденсатор $C_Σ = C_н + C$ в момент времени t_1 скачком возрастает до значения

$$I_C(t_1) = E_к/R_к,$$

а затем спадает по мере заряда конденсатора $C_Σ$ с постоянной времени

$$\tau_э = (R_к \parallel R_н)(C_н + C),$$

достигая в момент времени t_2 значения

$$I_C(t_2) = (E_к/R_к)\,e^{-t_и/\tau_э}.$$

Таким образом, коэффициент нелинейности

$$K_н = 1 - e^{-t_и/\tau_э}. \qquad (12.43)$$

За время действия входного импульса напряжение на выходе возрастает с постоянной времени $\tau_э$ от нуля до максимального значения, т. е.

$$U_{вых}(t_и) = U_м = \frac{E_к R_н}{R_к + R_н}\left(1 - e^{-\frac{t_и}{\tau_э}}\right). \qquad (12.44)$$

После несложных преобразований получаем

$$K_н = \frac{U_м}{E_к}\,\frac{R_к + R_н}{R_н}. \qquad (12.45)$$

Из формул (12.44) и (12.45) следует, что при подключении резистивно-емкостной нагрузки амплитуда выходного напря-

жения уменьшается, а коэффициент нелинейности возрастает, т. е. параметры схемы ухудшаются.

12.3. Выбрать схему и рассчитать элементы генератора линейно падающего напряжения (см. рис. 12.3), обеспечивающего при отключенной нагрузке следующие характеристики выходного сигнала: $U_м = 5$ В, $E_к = 6$ В, $t_и = 10$ мс, $t_{обр} = 1$ мс, $K_н = 1\,\%$, $S = 2$.

Амплитуда напряжения и внутреннее сопротивление источника сигнала соответственно равны $E_г = 8$ В, $R_г = 1$ кОм.

Решение

Выбор типа транзисторов в данной схеме не вызывает особых затруднений. Обычно используют однотипные (для компенсации влияния обратных токов) маломощные высокочастотные транзисторы, удовлетворяющие следующим условиям: $U_{кб.доп} \geqslant U_C(0) \approx E_к$, $U_{бэ.доп} \geqslant E_г$.

Выбираем транзистор типа КТ325А с параметрами: $\beta = 20 \div 60$, $I_{к.доп} = 30$ мА, $U_{кб.доп} = 15$ В, $U_{бэ.доп} = 4$ В, $P_{к.доп}(60\,°C) = 225$ мВт, $I_{КБ0}(60\,°C) = 0{,}5$ мкА.

По выходным характеристикам данного транзистора, включенного по схеме ОБ, находим, что $r_к = 1$ МОм.

Из формулы (12.19) определяем емкость конденсатора: $C = t_и/(r_к K_н) = 10$ мкФ.

Из формулы (12.18) находим ток эмиттера $I_{э2}$, необходимый для обеспечения заданного значения $U_м$:

$$I_{э2} = E_э/R_э = U_м C/(\alpha_2 t_и) = 5 \text{ мА} < I_{к.доп}.$$

Задавая напряжение смещения $E_э = 1$ В, будем иметь $R_э = 2$ кОм.

Из формулы (12.20) определяем сопротивление резистора:

$$R_к \leqslant \frac{t_{обр}}{(3 \div 5)C} = \frac{t_{обр}}{5C} = 200 \text{ Ом}.$$

В соответствии с формулой (12.13) сопротивление резистора $R_б$ равно

$$R_б = R_к \beta_{min}/S = 2 \text{ кОм}.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора T_2, не должна превышать допустимое значение $P_{к.доп}$, т. е.

$$P_{к.ср} \approx \frac{t_и}{t_и + t_{обр}} \cdot \frac{E_к I_{э2}}{2} = 15 \text{ мВт} < 225 \text{ мВт}.$$

Определим емкость $C_р$ из следующих соображений. При запирании транзистора T_1 помимо разряда C происходит заряд конденсатора $C_р$ с постоянной времени $\tau_{C_р} = C_р(R_г + R_б)$. Тран-

зистор T_1 откроется в момент времени, когда напряжение $U_б$ сравняется с напряжением $U_э = U_C(t)$. При $E_г > U_C(0) = E'_к$ для обеспечения условия

$$U_{бэ}(t_и) < 0$$

необходимо, чтобы при $E_к \gg I_{кб0}R_б$ выполнялось неравенство

$$t_и \leqslant \tau_{C_р} \ln [(E'_{г1} + E'_к)/U_м],$$

откуда

$$C_р \geqslant \frac{t_и}{(R_г + R_б) \ln [(E'_{г1} + E'_к)/U_м]} = 3 \text{ мкФ}.$$

Принимаем $C_р = 3{,}5$ мкФ.

12.4. Как изменятся выходные характеристики генератора линейно изменяющегося напряжения (см. рис. 12.3, *а*), рассчитанного по условию предыдущей задачи, при подключении резистивно-емкостной нагрузки $R_н = 100$ кОм и $C_н = 0{,}5$ мкФ?

Решение

Резистор нагрузки $R_н$ подключается параллельно выходному сопротивлению $R_{вых\,26}$ транзистора T_2, а конденсатор $C_н$ — параллельно интегрирующему конденсатору C. Следовательно, коэффициент нелинейности

$$K_н = \frac{U_м R_э}{E_э}\left(\frac{1}{R_{вых\,26}} + \frac{1}{R_н}\right),$$

или

$$K_н = \frac{t_и}{C + C_н}\left(\frac{1}{r_к} + \frac{1}{R_н}\right) = 6{,}6\,\%.$$

Амплитуда выходного сигнала уменьшается:

$$U_м = \frac{\alpha_2 E_э t_и}{R_э(C + C_н)} = 2 \text{ В}.$$

Время обратного хода увеличивается:

$$t_{обр} = 5(R_к \parallel R_н)(C + C_н) \approx 1{,}5 \text{ мс}.$$

Таким образом, при подключении нагрузки выходные характеристики схемы с токостабилизирующим элементом, представленной на рис. 12.3, *а*, существенно ухудшаются. Это главный недостаток такой схемы.

12.5. Выбрать схему и рассчитать элементы ждущего генератора линейно изменяющегося напряжения при подключенной нагрузке $R_н = 10$ кОм, обеспечивающего следующие харак-

теристики выходного сигнала: $U_м = 6$ В, $t_и = 100$ мкс, $t_{обр} = 50$ мкс, $K_п = 2\%$, $K_E = 60\%$. Температура окружающей среды не выше 40 °С. Задержкой выходного сигнала можно пренебречь.

Решение

При малом сопротивлении нагрузки и небольшом коэффициенте нелинейности целесообразно выбрать схему генератора, изображенную на рис. 12.4.

Так как коэффициент использования напряжения питания K_E по условию не должен быть меньше 60%, то напряжение питания

$$E_к = \frac{U_м \cdot 100}{K_E} = 10 \text{ В}.$$

Выбираем в качестве T_1 и T_2 транзисторы типа МП41 с параметром $U_{кб.доп} = 20 \text{ В} \geqslant E_к$. Выбираем диод типа Д9В, удовлетворяющий условию $U_{д.обр} = 20 \text{ В} \geqslant U_м$.

Из формулы (12.12) определяем степень насыщения транзистора T_1:

$$S = \frac{t_и}{t_{обр}} + 1 = 3.$$

Средняя мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора T_1 во время обратного хода, не должна превышать допустимого для данного типа значения. Для этого необходимо, чтобы

$$P_{к1доп} \geqslant \frac{\beta_{1max} I_{61} U_м t_{обр}}{2(t_и + t_{обр})} = \frac{\beta_{1max} E_к U_м t_{обр}}{2R(t_и + t_{обр})},$$

откуда можно найти сопротивление R:

$$R \geqslant \frac{\beta_{1max} E_к U_м t_{обр}}{2P_{к1доп}(t_и + t_{обр})} = 24 \text{ кОм}. \qquad (12.46)$$

Принимаем $R = 30$ кОм.

Из формулы (12.13) определяем номинал резистора $R_к$:

$$R_к = SR/\beta_{min} = 3 \text{ кОм}.$$

Коллекторный ток насыщения $I_{к.н1} = E_к/R_к = 3{,}3$ мА должен соответствовать номинальным значениям коллекторного тока данного типа транзистора, т. е. необходимо, чтобы

$$I_{к.min} < I_{кн1} < I_{к.доп\,max}.$$

По формуле (12.23) определяем емкость конденсатора, при которой обеспечивается заданное напряжение $U_м$:

$$C \approx \frac{E_к t_и}{R_к U_м} = 0{,}05 \text{ мкФ}.$$

Чтобы исключить влияние конденсатора C_0 на коэффициент нелинейности генератора, следует выполнить условие

$$\frac{U_м}{E_к}\frac{C}{C_0} \ll K_н.$$

Полагая

$$\frac{U_м}{E_к}\frac{C}{C_0} = 0{,}1\ K_н,$$

найдем емкость конденсатора C_0, необходимую для выполнения этого условия:

$$C_0 = \frac{U_м C}{0{,}1\ E_к K_н} = 15\ \text{мкФ}.$$

Если значение C_0 получается слишком большим с конструктивной точки зрения, можно увеличить в некоторых пределах сопротивление резистора $R_к$ и, следовательно, уменьшить емкость C_0.

Определяем минимальное входное сопротивление эмиттерного повторителя, необходимое для обеспечения заданного значения $K_н$. Полагая $K_п \approx 1$, будем иметь

$$R_{вхmin} = \frac{U_м}{E_к}\frac{R_к}{K_н} - R_к = 90\ \text{кОм}.$$

Из формулы (12.24) определим эквивалентное сопротивление, соответствующее минимальному входному сопротивлению повторителя:

$$R_{экв} = r_к^* \parallel R_э \parallel R_н \approx R_э \parallel R_н = \frac{R_{вхmin}}{1+\beta_2} = 3\ \text{кОм}.$$

Если полученная расчетная величина $R_{экв}$ превышает заданное значение $R_н$, то в качестве T_2 используют составной транзистор, увеличивающий общий коэффициент усиления по току $\beta = \beta_1\beta_2$, где β_1, β_2 – коэффициенты усиления по току отдельных транзисторов. Тогда

$$R_{экв} = \frac{R_{вхmin}}{1+\beta_2\beta_1} < R_н.$$

При заданной нагрузке сопротивление резистора $R_э$ должно быть равным

$$R_э = \frac{R_{экв}R_н}{R_н - R_{экв}} = 4\ \text{кОм}.$$

Определяем время восстановления напряжения на конденсаторе C_0 по формуле (12.21):

$$t_{восст} = (3 \div 5)(r_д + R_{вых\,п})\,C_0 = 5\,(r_д + r_{э2})\,C_0 = 3 \text{ мс}.$$

Так как время восстановления получается больше, чем время обратного хода, то период повторения входных импульсов

$$T = t_и + t_{восст}. \qquad (12.47)$$

Следовательно, при определении сопротивления резистора R в формуле (12.46), где полагалось, что $T = t_и + t_{обр}$, следует подставить выражение (12.47).

Если транзистор T_2 закроется после окончания рабочего хода, то время восстановления может существенно возрасти, так как заряд конденсатора C_0 будет происходить с постоянной времени $\tau'_{C_0} = C_0\,(r_д + R_э)$.

Для обеспечения открытого состояния транзистора T_2 следует подключить источник смещения с напряжением $E_э = U_{бэ} = I_{э\min} R_э$. Полагая, что коэффициент усиления транзистора МП41 существенно не изменится при токе $I_{э\min} = 0{,}3$ мА, получим $E_э = 1{,}5$ В.

12.6. Определить минимальный коэффициент нелинейности в схеме рис. 12.5, *а*, если $U_м/E_к = 0{,}5$, $C/C_0 = R_2/R_1 = 0{,}2$. Разброс параметров δ_R резисторов и конденсаторов δ_C составляет 10%. Входное сопротивление операционного усилителя считать бесконечно большим, а выходное сопротивление – бесконечно малым.

Решение

С учетом разброса параметров элементов, а также при сделанных допущениях ($R_{вх} \to \infty$, $R_{вых} \to 0$) коэффициент нелинейности определяется формулой

$$K_и = \left[(1 + 2\delta_C)\frac{C}{C_0} - \frac{(1 - 2\delta_R)\,R_2}{R_1}\right]\frac{U_м}{E_к}.$$

Минимальный коэффициент нелинейности получим при выполнении условия

$$A = \frac{R_2}{R_1} = \frac{C}{C_0} = 0{,}2.$$

Таким образом, если $\delta = \delta_R = \delta_C = 10\%$, то

$$K_{и\min} = A\,\frac{U_м}{E_к}\,4\delta = 0{,}2 \cdot 0{,}5 \cdot 4 \cdot 0{,}1 = 0{,}4.$$

12.7. Определить верхний и нижний уровни выходного сигнала в схеме на рис. 12.5, *а*, если постоянная времени заряда конденсатора $\tau_C = RC = 40$ мкс. Напряжение смещения на инвер-

тирующем входе операционного усилителя $E_0 = 2$ В, напряжение питания $E_к = 15$ В. Коэффициент усиления с обратной связью на базе ОУ $K_{ос} = 1{,}2$, длительность выходного импульса $t_и = 10$ мкс.

Решение

Нижний уровень выходного напряжения (см. рис. 12.5, *б*) $U_{вых\,min} = -E_0 R_2/R_1$.
Учитывая, что

$$K_{ос} = 1 + \frac{R_2}{R_1};\ R_2/R_1 = 0{,}2,$$

будем иметь $U_{вых\,min} = -0{,}4$ В.

Амплитуда выходного напряжения $U_м = E_к t_и/\tau_C = 3{,}75$ В, верхний уровень выходного напряжения $U_{вых\,max} = 3{,}75 - 0{,}4 = 3{,}35$ В.

12.8. Спроектировать автоколебательный генератор линейно падающего напряжения на операционных усилителях типа К544УД1Б (см. рис. 12.6), который должен иметь следующие параметры: $|U_м| = 4$ В, $t_{раб} = 10$ мс, $t_{обр} = 1$ мс.

Решение

Учитывая, что для операционного усилителя типа К544УД1Б $E^+_{огр} = |E^-_{огр}| = E_{огр} = 10$ В, выбираем

$$U^+_{вых0} = |U^-_{вых0}| = U_{вых0} = \frac{U_м}{2} = 2 \text{ В}.$$

Из формулы (12.35), полагая $t_{и2} = t_{обр} = 1$ мс, определим

$$\tau' = \frac{t_{обр}(E_{огр} + U_{вых0})}{|U_м|} = 3 \text{ мс}.$$

Выбирая величину $R_{экв} = (R_1 \parallel R_2)$ из условия $R_{экв} > R_{н\,min\,ОУ} = 2$ кОм, находим, что $R_{экв} = 5$ кОм.

Определяем емкость интегрирующего конденсатора: $C = \tau'/R_{экв} = 0{,}6$ мкФ.

Из условия получения интервала $t_{раб} = t_{и3} = 10$ мс находим постоянную времени:

$$\tau = \frac{t_{раб}(E_{огр} + U_{вых0})}{|U_м|} = 30 \text{ мс}.$$

Определяем сопротивление резистора $R_2 = \tau/C = 50$ кОм.

Находим сопротивление резистора $R_1 = (1/R_{экв} - 1/R_2)^{-1} = 5{,}3$ кОм.

Для исключения влияния цепи $R_3 - R_4$ на постоянную времени перезаряда конденсатора C выбираем сопротив-

ление резистора R_3 из условия $R_3 \gg R_2$. Принимаем $R_3 = 500$ кОм.

Из формулы (12.37) или (12.38) определяем сопротивление резистора $R_4 = R_3 U_{вых0}/E_{огр} = 500 \cdot 2/10 = 100$ кОм.

ГЛАВА 13
СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

§ 13.1. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

При проектировании источников питания для радиоэлектронной аппаратуры предъявляются высокие требования к стабильности выходного напряжения.

Простейшими стабилизаторами напряжения являются схемы, использующие нелинейные элементы, вольт-амперная характеристика которых содержит участок, где напряжение почти не зависит от тока. Такую вольт-амперную характеристику имеет стабилитрон, работающий при обратном напряжении в области пробоя (рис. 13.1, *б*).

Схема простейшего стабилизатора напряжения, называемого параметрическим, приведена на рис. 13.1, *а*. В этой схеме стабильность выходного напряжения определяется в основном параметрами стабилитрона. Колебания входного напряжения или тока нагрузки приводят к изменению тока через стабилитрон, однако напряжение на стабилитроне, подключенном параллельно нагрузке, изменяется незначительно.

Действительно, входное напряжение распределяется между балластным резистором $R_б$ и стабилитроном (рис. 13.1, *б*):

$$U_{вх} = U_{R_б} + U_{ст}, \tag{13.1}$$

где $U_{R_б} = (I_{ст} + I_н) R_б$ – падение напряжения на балластном резисторе $R_б$ от протекания токов стабилитрона $I_{ст}$ и нагрузки $I_н$.

Так как напряжение на стабилитроне $U_{ст}$ в соответствии с вольт-амперной характеристикой почти не зависит от тока стабилитрона в пределах участка от $I_{ст\,min}$ до $I_{ст\,max}$, то приращение входного напряжения $\Delta U_{вх}$ равно приращению напряжения $\Delta U_{R_б}$ на резисторе $R_б$.

Так как ток нагрузки $I_н = U_н/R_н = U_{ст}/R_н$ остается при этом неизменным, то

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{R_б} = \Delta I_{ст} R_б, \tag{13.2}$$

т. е. при изменении входного напряжения на значение $\Delta U_{вх}$ ток стабилитрона изменяется на значение $\Delta U_{вх}/R_б$.

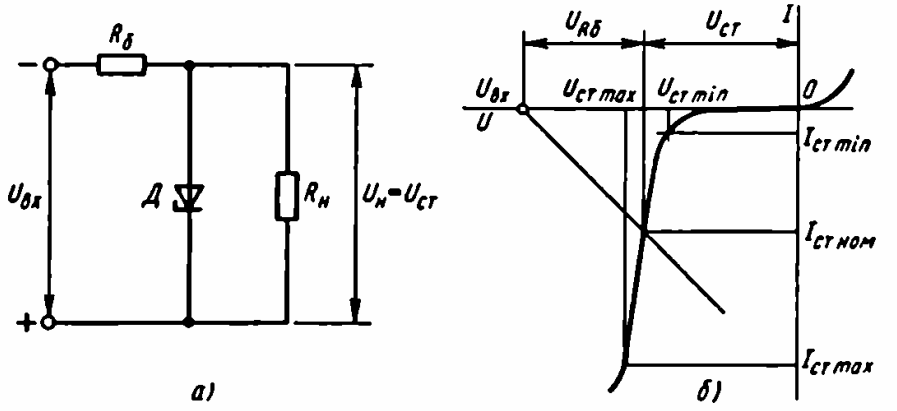


Рис. 13.1

Предположим, что нагрузка изменилась, например уменьшилось сопротивление резистора $R_н$, что привело к увеличению тока нагрузки. Так как при неизменном входном напряжении должно сохраняться постоянство входного тока $I_{вх} = I_{ст} + I_н = \text{const}$, то увеличение тока $I_н$ влечет за собой уменьшение на такое же значение тока стабилитрона.

Основными параметрами стабилизаторов напряжения являются:

коэффициент полезного действия, равный отношению мощности, выделяемой в нагрузке, к входной мощности, т. е.

$$\eta = \frac{P_н}{P_{вх}} = \frac{U_н I_н}{U_{вх} I_{вх}}; \tag{13.3}$$

коэффициент стабилизации, определяемый как отношение относительного приращения напряжения на входе стабилизатора $\Delta U_{вх}/U_{вх}$ к относительному приращению напряжения на выходе $\Delta U_н/U_н$ при постоянной нагрузке:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} : \frac{\Delta U_н}{U_н}\bigg|_{R_н = \text{const}}; \tag{13.4}$$

выходное сопротивление, равное отношению приращения напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_н$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_н$:

$$R_{вых} = \frac{\Delta U_н}{\Delta I_н}\bigg|_{U_{вх} = \text{const}}. \tag{13.5}$$

При питании усилителей выходное сопротивление стабилизатора создает паразитные обратные связи через источник, приводящие к изменению параметров усилителей и даже к самовозбуждению усилителей. Поэтому выходное сопротивление стабилизатора желательно снижать.

Выходное сопротивление параметрического стабилизатора (рис. 13.1, *а*) определяется дифференциальным сопротивлением стабилитрона $R_д$ на рабочем участке вольт-амперной характеристики:

$$R_{вых} = R_д = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}} = \frac{U_{ст\,max} - U_{ст\,min}}{I_{ст\,max} - I_{ст\,min}}, \qquad (13.6)$$

поскольку выходным напряжением стабилизатора является напряжение на стабилитроне ($U_н = U_{ст}$), а изменение тока в нагрузке равно изменению тока через стабилитрон ($\Delta I_н = \Delta I_{ст}$).

Записав $\Delta U_{ст} = \Delta I_{ст} R_д$ и учтя выражение (13.2), найдем в соответствии с формулой (13.4) коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора:

$$K_{ст} = \frac{\Delta I_{ст} R_б}{U_{вх}} : \frac{\Delta I_{ст} R_д}{U_н} = \frac{U_н}{U_{вх}} \frac{R_б}{R_д}. \qquad (13.7)$$

Из формулы (13.7) следует, что с ростом сопротивления $R_б$ увеличивается коэффициент стабилизации. Однако при заданных параметрах $U_{вх}$, $U_н$, $I_{ст.ном}$, $I_н$ сопротивление $R_б$ однозначно определяется из выражения

$$R_б = \frac{U_{вх} - U_н}{I_н + I_{ст.ном}}, \qquad (13.8)$$

где $I_{ст.ном} = \dfrac{I_{ст\,max} - I_{ст\,min}}{2}$ – номинальный ток стабилитрона (рис. 13.1, *б*).

Увеличить сопротивление $R_б$ можно лишь повысив напряжение $U_{вх}$, а это, в свою очередь, приводит к уменьшению величины $K_{ст}$. Поэтому коэффициент стабилизации параметрических стабилизаторов напряжения не превышает 50. Для повышения величины $K_{ст}$ можно применять каскадное включение стабилитронов.

Параметрические стабилизаторы напряжения просты и надежны, однако обладают существенными недостатками, главными из которых являются невозможность регулировки выходного напряжения и малое значение коэффициента стабилизации, особенно при больших токах нагрузки ($I_н > I_{ст\,ном}$).

§ 13.2. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Высокое качество стабилизации напряжения можно получить при использовании компенсационных стабилизаторов, представляющих собой автоматические регуляторы, в которых фактическое выходное напряжение сравнивается с эталонным (опорным) напряжением. Возникающий при этом сигнал рассогласования усиливается и воздействует на регулирующий элемент

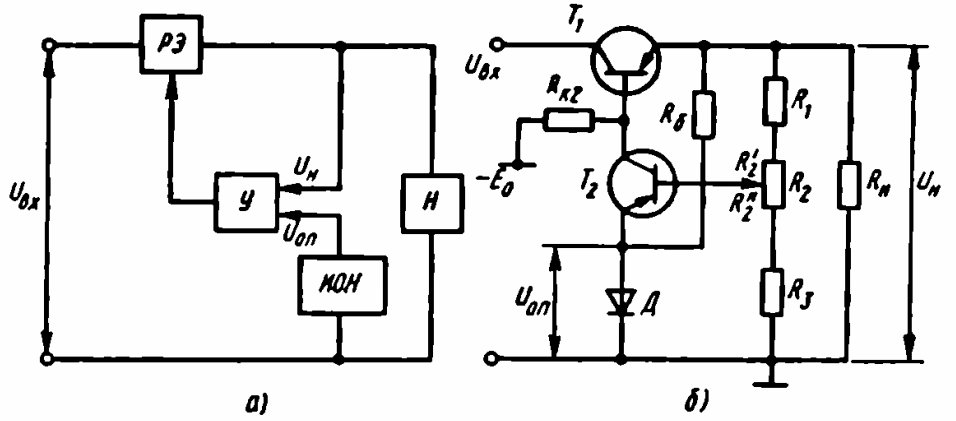
стабилизатора таким образом, чтобы выходное напряжение стремилось достичь эталонного уровня. В качестве источника опорного напряжения обычно используют параметрический стабилизатор, работающий с малыми токами нагрузки, реже – гальванические батареи.

Рассмотрим структурную схему стабилизатора последовательного типа (рис. 13.2, *а*), в которой регулирующий элемент РЭ включен последовательно с нагрузкой и играет роль управляемого балластного сопротивления. Разностный сигнал рассогласования $U_н - U_{оп}$, формируемый источником опорного напряжения ИОН и нагрузкой, поступает на вход усилителя постоянного тока У, усиливается и воздействует на регулирующий элемент РЭ.

При положительном сигнале рассогласования ($U_н - U_{оп} > 0$) внутреннее сопротивление РЭ возрастает и падение напряжения $U_р$, на нем увеличивается. Поскольку РЭ и нагрузка включены последовательно, при увеличении $U_р$, выходное напряжение уменьшается, стремясь к значению $U_{оп}$.

При отрицательном сигнале рассогласования ($U_н - U_{оп} < 0$), наоборот, внутреннее сопротивление РЭ и падение напряжения на нем уменьшаются, что приводит к возрастанию выходного напряжения $U_н$.

Принципиальная схема транзисторного компенсационного стабилизатора последовательного типа приведена на рис. 13.2, *б*. Роль регулирующего элемента в этой схеме играет транзистор T_1. С ростом величины $|U_{вх}|$ выходное напряжение возрастает по абсолютному значению, создавая сигнал рассогласования $U_{бэ}$ на входе усилителя постоянного тока, выполненного на транзисторе T_2. Ток коллектора транзистора T_2 возрастает, а потенциал его коллектора становится более положительным относительно «земли». Напряжение база – эмиттер



а) *б)*

Рис. 13.2

транзистора T_1 уменьшается, что приводит к возрастанию внутреннего сопротивления этого транзистора и падению напряжения на нем. Выходное напряжение при этом уменьшается, стремясь к прежнему значению.

Ступенчатую регулировку выходного напряжения можно осуществить, используя опорное напряжение, снимаемое с цепочки последовательно включенных стабилитронов. Плавная регулировка обычно производится с помощью делителя напряжения R_1, R_2, R_3, включенного в выходную цепь стабилизатора таким образом, как показано на рис. 13.2, *б*.

Если пренебречь падением напряжения на эмиттерном переходе транзистора T_2, то в этом случае выходное напряжение стабилизатора

$$U_н \approx U_{оп} + \left(I_{б2} + \frac{U_{оп}}{R_3 + R_2''}\right)(R_1 + R_2'). \qquad (13.9)$$

Ток через делитель $I_{дел}$ выбирают обычно на порядок выше, чем ток базы транзистора T_2. Дальнейшее увеличение тока делителя за счет снижения сопротивлений R_1, R_2, R_3 нецелесообразно, так как приводит к существенному уменьшению к. п. д. схемы. Тогда выражение (13.9) принимает вид

$$U_н \approx U_{оп}\left(1 + \frac{R_1 + R_2'}{R_3 + R_2''}\right). \qquad (13.10)$$

Если в схеме рис. 13.2, *б* базу транзистора T_2 подключить непосредственно к выходу стабилизатора, то выполняется равенство $U_{оп} = U_н$; коэффициент стабилизации и выходное сопротивление при этом определяются выражениями [13]

$$K_{ст} \approx \frac{U_н}{U_{вх}} \frac{r_{к1}}{R_д + R_{вх.б2}}, \qquad (13.11)$$

$$R_{вых} = \frac{(r_{э2} + R_д)(1 + \beta_2) + r_{б2}}{1 + \beta_1\beta_2} \approx \frac{1}{\beta_1}(R_{вх.б2} + R_д). \qquad (13.12)$$

Очевидно, что коэффициент стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора с делителем на выходе (рис. 13.2, *б*) можно записать следующим образом:

$$K_{ст.дел} = K_{ст}K_{дел}, \qquad (13.13)$$

$$R_{вых\,дел} = R_{вых}\frac{1}{K_{дел}}, \qquad (13.14)$$

где $K_{дел} = \dfrac{R_3 + R_2''}{R_1 + R_2 + R_3} \approx \dfrac{U_{оп}}{U_н}$ – множитель, обусловленный влиянием делителя на коэффициент стабилизации $K_{ст}$, найденный при $U_{оп} = U_н$.

Таким образом, делитель напряжения в схеме стабилизатора (рис. 13.2, *б*) уменьшает коэффициент стабилизации схемы и повышает выходное сопротивление стабилизатора.

В настоящее время получили распространение схемы стабилизаторов напряжения, выполненные на основе операционных усилителей (ОУ). Простейшая схема стабилизатора напряжения на ОУ, используемая при малых токах нагрузки, изображена на рис. 13.3.

Напряжение на выходе схемы

$$U_{вых} = K_{ОУ\,ос} U_{оп} \approx \left(\frac{R_{ос}}{R_1} + 1 \right) U_{оп} \qquad (13.15)$$

остается постоянным при изменении сопротивления нагрузки $R_н$. Для получения опорного напряжения $U_{оп}$ использован параметрический стабилизатор напряжения, состоящий из резистора R_2 и стабилитрона Д.

Изменяя сопротивление в цепи обратной связи $R_{ос}$, можно регулировать выходное напряжение схемы.

При больших токах нагрузки используют компенсационный стабилизатор напряжения последовательного типа на ОУ, схема которого приведена на рис. 13.4.

В настоящее время выпускают также интегральные стабилизаторы напряжения компенсационного типа. В качестве источника опорного напряжения в схемах интегральных стабилизаторов кроме стабилитронов используется транзистор, включенный по схеме каскада ОБ и работающий как генератор стабильного тока.

Регулирующий элемент обычно представляет собой составной транзистор, состоящий из двух или нескольких отдельных транзисторов, число которых определяется требованиями, предъявляемыми к стабилизатору.

Усилительным элементом схемы интегрального стабилизатора является операционный усилитель или в некоторых случаях просто дифференциальный каскад.

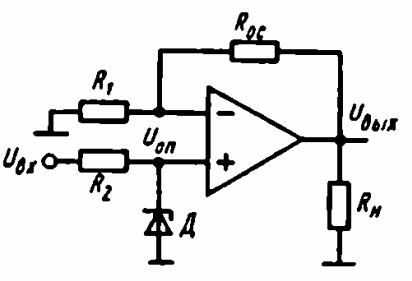


Рис. 13.3

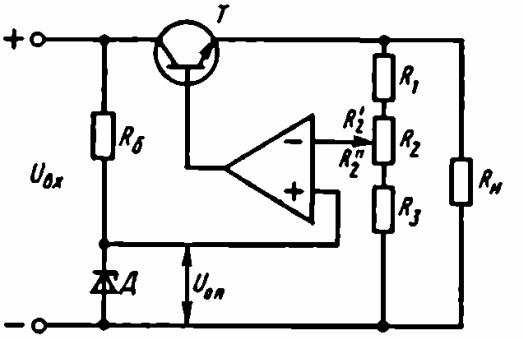


Рис. 13.4

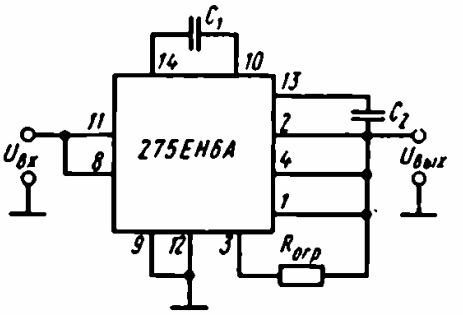


Рис. 13.5

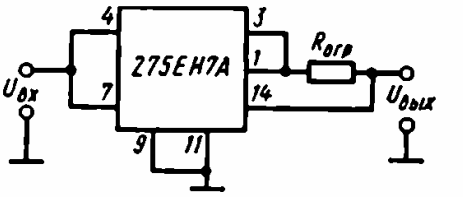


Рис. 13.6

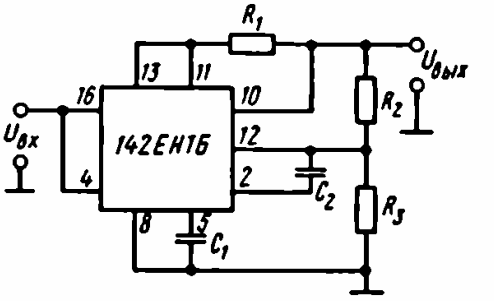


Рис. 13.7

На рис. 13.5 приведена основная схема включения гибридного интегрального стабилизатора типа 275ЕН6А, позволяющая стабилизировать на выходе положительное напряжение 6 В.

Навесной резистор $R_{огр}$ включается в цепь защиты стабилизатора от короткого замыкания нагрузки.

Его сопротивление зависит от значения допустимого тока нагрузки $I_{н.доп}$ и определяется по формуле

$$R_{огр} \approx U_{бэ}/I_{н.доп},$$

где $U_{бэ} = 0{,}5 \div 0{,}7$ В.

Конденсаторы C_1, C_2 устраняют самовозбуждение стабилизатора, и их подбирают при использовании стабилизатора на практике. Выходное напряжение можно регулировать с помощью внешних сопротивлений, подключаемых к выводу *14*.

Стабилизаторы отрицательного напряжения этой же серии отличаются от стабилизаторов положительного напряжения другим типом электропроводности транзисторов. На рис. 13.6 приведена основная схема включения стабилизатора типа 275ЕН7А, позволяющая стабилизировать отрицательное выходное напряжение -6 В.

Основная схема включения полупроводникового стабилизатора типа 142ЕН1Б приведена на рис. 13.7. Внешний резистор R_1 включен в цепь защиты схемы от короткого замыкания нагрузки.

Конденсатор C_1 определяет время восстановления номинального режима при импульсном изменении нагрузки и вход-

ного напряжения. Емкость конденсатора C_1 составляет в реальных схемах примерно 10^3 пФ.

Конденсатор C_2 позволяет уменьшить выброс выходного напряжения при импульсном изменении нагрузки и входного напряжения.

ПРИМЕРЫ

13.1. Рассчитать компенсационный стабилизатор напряжения последовательного типа (см. рис. 13.2, *б*), удовлетворяющий следующим условиям: входное напряжение $U_{вх} = -24$ В, нестабильность входного напряжения $\Delta U_{вх} = \pm 2$ В, максимальный ток нагрузки $I_{н\,max} = 1{,}5$ А, коэффициент стабилизации $K_{ст} \geqslant 10^3$, напряжение источника питания базовой цепи регулирующего транзистора $E_0 = -30$ В. Предусмотреть плавную регулировку выходного напряжения в пределах от -12 до -16 В.

Решение

1. Определим максимальное напряжение коллектор – эмиттер регулирующего транзистора T_1:

$$U_{кэ1\,max} = U_{вх} + \Delta U_{вх} - U_{н\,min} = U_{вх\,max} - U_{н\,min} = -14 \text{ В}.$$

2. Определим максимальную мощность, рассеиваемую на транзисторе T_1:

$$P_{к1\,max} = U_{кэ1\,max} I_{н\,max} = 21 \text{ Вт}.$$

3. По данным расчета п. 1 и 2 выбираем транзистор T_1, для которого

$$U_{кэ1\,max} < U_{к\,max\,доп},\ I_{к1} \approx I_{н\,max} < I_{к.доп},$$

$$P_{к1\,max} < P_{к\,max\,доп}.$$

Этим условиям удовлетворяет транзистор типа П216В с параметрами: $U_{к\,max\,доп} = -35$ В, $I_{к.доп} = 7{,}5$ А, $P_{к\,max\,доп} = 24$ Вт, $\beta \leqslant 30$, $r_{к1} = 6$ кОм.

4. Для создания опорного напряжения $U_{оп}$ выберем стабилитрон типа Д814А с параметрами $U_{ст} = U_{оп} = -8$ В, $R_д = 6$ Ом, $I_{ст.ном} = 20$ мА.

5. Определим максимальное напряжение коллектор – эмиттер усилительного транзистора T_2:

$$U_{кэ2\,max} \approx U_{н\,max} - U_{оп} = -8 \text{ В}.$$

6. Исходя из условия $U_{кэ2\,max} < U_{к\,max\,доп}$, выбираем в качестве усилительного элемента транзистор типа П416 с достаточно высоким коэффициентом усиления по току $\beta_2 = 90 \div 250$.

7. Полагая, что $I_{к2} \approx I_{э2} = 10$ мА $< T_{к2доп}$, найдем сопротивление балластного резистора:

$$R_б = \frac{|U_{н.ср} - U_{оп}|}{I_{ст.ном} - I_{э2}} = 0{,}6 \text{ кОм},$$

где

$$U_{н.ср} = \frac{U_{н max} + U_{н min}}{2} = -14 \text{ В}.$$

8. Учитывая, что $I_{Rк} = I_{к2} + I_{б1}$, $I_{б1 max} = I_{н max}/(\beta_1 + 1) \approx 48$ мА, определим сопротивление

$$R_к = \frac{|E_0 - U_{н max}|}{I_{б1 max} + I_{к2}} = 240 \text{ Ом},$$

обеспечивающее нормальную работу схемы при полном токе нагрузки $I_н = I_{н max}$.

9. Определим сопротивление резисторов делителя R_1, R_2, R_3.

Условимся считать, что если движок потенциометра R_2 стоит в крайнем верхнем положении, то выходное напряжение стабилизатора имеет заданное по условию минимальное значение $U_{н min}$. В крайнем нижнем положении движка выходное напряжение максимально. Тогда можно записать уравнения

$$|U_{н min} - U_{оп}| = I_{дел} R_1,$$
$$|U_{оп}| = I_{дел} R_3,$$
$$|U_{н max} - U_{оп}| = I_{дел}(R_1 + R_2).$$

Полагая

$$I_{дел} = 20 I_{б2} = 20 \frac{I_{к2}}{\beta_2} = 2 \text{ мА},$$

получим

$$R_1 = \frac{|U_{н min} - U_{оп}|}{I_{дел}} = 2 \text{ кОм},$$

$$R_2 = \frac{|U_{н max} - U_{оп}|}{I_{дел}} - R_1 = 2 \text{ кОм},$$

$$R_3 = \frac{|U_{оп}|}{I_{дел}} = 3{,}9 \text{ кОм}.$$

10. Записав формулу (13.13) в виде

$$K_{ст.дел} = \frac{U_{оп}}{U_{вх}} \frac{r_{к1}}{R_д + R_{вх.б2}},$$

получим $K_{ст.дел} = 300$.

Полученное значение коэффициента стабилизации меньше заданного. Для повышения коэффициента стабилизации включим в цепь регулирующего элемента дополнительный транзистор T'_1, образующий с транзистором T_1 схему составного транзистора. Так как ток коллектора T'_1 равен току базы T_1, т. е. $I_{б1} = I'_{к1} = I_н/\beta_1$, то транзистор T'_1 выбираем из условий

$$|U'_{к1\,доп}| > |U_{вх\,max} - U_{н\,min}|,$$

$$I'_{к1} = I_{н\,max}/\beta_1 < I'_{к1\,доп}.$$

Этим условиям удовлетворяет транзистор типа МП20А с параметрами

$$\beta' = 50 \div 150,\ I'_{к.доп} = 50\ \text{мА},$$

$$U'_{к.доп} = 20\ \text{В}.$$

11. При использовании дополнительного транзистора T'_1 коэффициент стабилизации схемы (см. рис. 13.2, *б*) увеличивается в β'_1 раз.

Таким образом,

$$K'_{ст.дел} = K_{ст.дел}\beta'_{1\,min} = 15 \cdot 10^3.$$

13.2. Как изменяется коэффициент стабилизации стабилизатора напряжения (см. рис. 13.2, *б*), если резистор $R_к$ подключить к источнику входного напряжения?

Решение

Для повышения коэффициента стабилизации схемы резистор $R_к$, определяющий базовый ток регулирующего транзистора T_1, подключается к стабильному источнику напряжения – E_0. При подключении $R_к$ к источнику входного напряжения возникает прямая связь с выхода на вход схемы, уменьшающая коэффициент стабилизации в $A = 1 + r_{к1}/R_к$ раз.

Увеличение $R_к$ снижает величину A, но может привести к нарушению условия нормальной работы стабилизатора:

$$\Delta I_{к2} = -\Delta I_{б1}. \qquad (13.16)$$

Это условие вытекает из очевидного равенства

$$I_{б1} + I_{к2} = I_{Rк} \approx \frac{E_0 - U_в}{R_к} = \text{const}. \qquad (13.17)$$

Согласно равенству (13.16), увеличение, например, тока базы $I_{б1}$ транзистора T_1 на значение $\Delta I_{б1}$ вызывает уменьшение на такое же значение тока коллектора $I_{к2}$ транзистора T_2.

Так как ток базы связан с током нагрузки соотношением $I_{б1} = I_н/\beta$, то при увеличении сопротивления $R_к$ ток $I_{б1}$ может

оказаться больше, чем ток $I_{к2}$, что приведет к нарушению условия (13.16).

13.3. Выбрать и рассчитать схему последовательного стабилизатора напряжения с параметрами $K_{ст} \geqslant 10^4$. Исходные данные для расчета: $U_{вх} = 12$ В, $\Delta U_{вх} = \pm 2$ В, $I_{н\max} = 2$ А, $U_{н\min} = 4$ В, $U_{н\max} = 6$ В.

Решение

1. Выбираем тип регулирующего транзистора из условий

$$U_{кэ\max} = U_{вх} + \Delta U_{вх} - U_{н\min} = 10 \text{ В} < U_{кэ\max доп},$$

$$P_{к\max} = U_{кэ\max} I_{н\max} = 20 \text{ Вт} < P_{к\max доп},$$

$$I_{н\max} < I_{к доп}.$$

Этим условиям удовлетворяет транзистор типа КТ908А с параметрами

$$I_{к\max доп} = 10 \text{ А}, \; P_{к\max доп} = 50 \text{ Вт},$$

$$\beta = 80, \; U_{кэ\max доп} = 65 \text{ В}.$$

2. Рассмотрим возможность получения заданных параметров схемы при использовании в качестве усилительного элемента операционного усилителя (см. рис. 13.4).

Из условий

$$U_{вых ОУ} = U_{б2} + U_{н\max} = 6{,}6 \text{ В} < U_{вых\max ОУ}, \qquad (13.18)$$

$$I_{вых ОУ} = I_{б\max} = I_{н\max}/(1 + \beta_{\min}) = 25 \text{ мА} < I_{вых\max ОУ}, \qquad (13.19)$$

где $U_{вых\max ОУ}$, $I_{вых\max ОУ}$ – предельные значения выходных напряжения и тока операционного усилителя, выбираем операционный усилитель типа К157УД1, для которого $U_{вых\max ОУ} = 12$ В, $I_{вых\max ОУ} = 300$ мА.

Если условие (13.18) не выполняется, то в качестве усилительного элемента следует использовать транзистор. В этом случае расчет проводится по методике, аналогичной той, которая применена в примере 13.1. При невыполнении условия (13.19) в качестве регулирующего элемента используют составной транзистор. Тогда

$$I_{вых ОУ} = I_{н\max}/(1 + \beta_1\beta_2) < I_{вых\max ОУ},$$

где β_1, β_2 – коэффициенты усиления по току отдельных транзисторов.

3. Для создания опорного напряжения $U_{оп} = U_{ст} < U_{н\min}$ выбираем стабилитрон КС133А с параметрами

$$U_{ст} = U_{оп} = 3 \text{ В}, \; R_д = 65 \text{ Ом}, \; I_{ст.ном} = 10 \text{ мА}.$$

4. Определяем сопротивление балластного резистора $R_б$, полагая, что $I_{ст.ном} \gg I_{вх ОУ}$:

$$R_б = (U_{вх.ср} - U_{оп})/I_{ст.ном} = 0{,}9 \text{ кОм}.$$

5. Для расчета сопротивлений резисторов R_1, R_2, R_3 предположим, что движок в потенциометре R_2 стоит в крайнем верхнем положении. Тогда выходное напряжение стабилизатора имеет заданное по условию минимальное значение. При крайнем нижнем положении движка выходное напряжение максимально. В первом случае

$$U_{н\min} = U_{вых ОУ} - U_{бэ} \approx \left(\frac{R_1}{R_2 + R_3} + 1\right) U_{оп} - U_{бэ}. \quad (13.20)$$

Во втором случае

$$U_{н\max} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3} + 1\right) U_{оп} - U_{бэ}. \quad (13.21)$$

Полагая $R_3 = 1$ кОм, из системы уравнений (13.20) и (13.21) находим $R_1 = 0{,}5$ кОм, $R_2 = 0{,}5$ кОм.

Определим коэффициент стабилизации схемы, применив общую формулу [13]

$$K_{ст\min} = \frac{U_{н\min}}{U_{вх\max}} \frac{R_l}{R_{вых}} K_{дел}.$$

Так как $R_l = r_к^* = r_к/(1 + \beta)$ – внутреннее сопротивление регулирующего транзистора, $R_{вых} \approx r_э/K_{ОУ}$, $K_{дел} = \dfrac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$, то

$$K_{ст\min} = \frac{U_{н\min}}{U_{вх\max}} \frac{r_{к1}}{r_э} \frac{K_{ОУ}}{1 + \beta} K_{дел} \approx 1{,}2 \cdot 10^7,$$

где $K_{ОУ}$ – коэффициент усиления ОУ без обратной связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Батушев В. А. Электронные приборы. – М.: Высшая школа, 1980.

2. Терехов В. А. Задачник по электронным приборам. – М.: Энергоатомиздат, 1983.

3. Проектирование и применение операционных усилителей/Под ред. Дж. Грема, Дж. Тоби и Л. Хьюлсмана. – М.: Мир, 1974.

4. Рутковски Дж. Интегральные операционные усилители/Под ред. М. В. Гальперина. – М.: Мир, 1978.

5. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. – М.: Советское радио, 1979.

6. Достал И. Операционные усилители. – М.: Мир, 1982.

7. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – М.: Энергия, 1980.

8. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых интегральных схем. – М.: Радио и связь, 1980.

9. Цыкина А. В. Электронные усилители. – М.: Радио и связь, 1982.

10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. – М.: Мир, 1982.

11. Алексенко А. Г., Шагурин И. И. Микросхемотехника. – М.: Радио и связь, 1982.

12. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Радио и связь, 1980.

13. Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы. – М.: Энергоатомиздат, 1983.

14. Гольденберг Л. М. Импульсные устройства. – М.: Радио и связь, 1981.

15. Расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах/Под ред. Т. М. Агаханяна. – М.: Советское радио, 1975.

16. Преснухин Л. Н., Воробьев Н. В., Шишкевич А. А. Расчет элементов цифровых устройств. – М.: Высшая школа, 1982.

17. Нестеренко Б. К. Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению. – М.: Энергия, 1982.

18. Кудряшов Б. П. и др. Аналоговые интегральные схемы: Справочник. – М.: Радио и связь, 1981.

19. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы/Под ред. С. В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1984.

20. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник/Под ред. Б. Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1982.

21. Справочник по интегральным микросхемам/Под ред. Б. В. Тарабрина. – М.: Радио и связь, 1983.

22. Аваев Н. А., Дулин В. П., Наумов Ю. Е. Большие интегральные схемы с инжекционным питанием. – М.: Советское радио, 1977.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Глава 1. **Полупроводниковые диоды** 5

§ 1.1. Физические процессы в *p-n*-переходе 5
§ 1.2. Типы полупроводниковых диодов. 9
Примеры и задачи 13

Глава 2. **Транзисторы. Расчет одиночных каскадов** 33

§ 2.1. Биполярные транзисторы. 33
Примеры и задачи 45
§ 2.2. Полевые транзисторы 87
Примеры 92

Глава 3. **Многокаскадные усилители с реостатно-емкостными связями** 97

§ 3.1. Характеристики в области средних частот 98
§ 3.2. Характеристики в области низших частот 100
§ 3.3. Характеристики в области высших частот 102
Примеры и задачи 105

Глава 4. **Обратные связи в усилителях** 109

§ 4.1. Понятие обратной связи 109
Примеры и задачи 112
§ 4.2. Усилители с последовательной обратной связью . . . 113
Примеры и задачи 115
§ 4.3. Усилители с параллельной обратной связью 116
Примеры и задачи 118
§ 4.4. Схемы усилителей с обратной связью 119
Примеры и задачи 128

Глава 5. **Усилители мощности** 131

§ 5.1. Однотактный трансформаторный усилитель 132
§ 5.2. Двухтактный трансформаторный усилитель 136

§ 5.3. Бестрансформаторные усилители мощности 139
Примеры и задачи 143

Глава 6. **Усилители постоянного тока** 147

§ 6.1. Небалансные усилители 148
Пример 148
§ 6.2. Балансные (дифференциальные) усилители 151
Пример 156
§ 6.3. Усилители постоянного тока на операционных усилителях 159
Примеры и задачи 169

Глава 7. **Избирательные усилители и активные фильтры** . . . 176

§ 7.1. Резонансные усилители 176
Примеры и задачи 178
§ 7.2. Избирательные *RC*-усилители с цепями минимального типа 180
Примеры и задачи 183
§ 7.3. Избирательные *RC*-усилители с цепями максимального типа 186
Примеры и задачи 188
§ 7.4. Активные фильтры 190
Примеры и задачи 198

Глава 8. **Транзисторные ключи** 200

§ 8.1. Ключи на биполярных транзисторах 200
Примеры и задачи 202
§ 8.2. МДП-транзисторные ключи 209
Примеры и задачи 211

Глава 9. **Логические интегральные микросхемы** 213

§ 9.1. Общие сведения 213
§ 9.2. Базовые элементы логических интегральных микросхем 215
Примеры и задачи 231

Глава 10. **Триггерные устройства** 253

§ 10.1. Асинхронные и синхронные триггеры 253
Примеры и задачи 255
§ 10.2. Триггеры Шмитта 265
Примеры и задачи 267

Глава 11. **Релаксационные генераторы прямоугольных импульсов** 272

§ 11.1. Релаксационные генераторы на транзисторах 272
Примеры и задачи 279

§ 11.2. Релаксационные генераторы на интегральных микросхемах 289
Примеры и задачи 295

Глава 12. **Генераторы пилообразного напряжения** 301

§ 12.1. Принцип получения пилообразного напряжения . . . 301
§ 12.2. Улучшение параметров генераторов пилообразного напряжения 304
Примеры и задачи 310

Глава 13. **Стабилизаторы напряжения** 319

§ 13.1. Параметрические стабилизаторы 319
§ 13.2. Компенсационные стабилизаторы 321
Примеры 326

Литература 331

Учебное издание

Галина Иосифовна Изъюрова,
Геннадий Васильевич Королев,
Владимир Анатольевич Терехов,
Михаил Андреевич Ожогин,
Владимир Никитович Серов

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ. ПРИМЕРЫ И ЗАДАЧИ

Зав. редакцией Л. А. Романова. Редактор С. И. Баскаков. Младший редактор И. А. Исаева. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Переплет художника В. В. Гарбузова. Технический редактор Н. А. Битюкова. Корректор Г. И. Кострикова

ИБ № 5403

Изд. № ЭР-390. Сдано в набор 18.08.86. Подп. в печать 28.01.87. Формат 84 × $108^1/_{32}$. Бум. тип. № 2. Гарнитура таймс. Печать высокая. Объем 17,64 усл. печ. л. 17,64 усл. кр.-отт. 17,85 уч.-изд. л. Тираж 37000 экз. Заказ № 531. Цена 90 коп.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.

90 к.